

А.С. Анучин

Системы управления электроприводов

Учебник для вузов

Допущено УМО вузов России по образованию в области энергетики и электротехники в качестве учебника для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлению подготовки "Электроэнергетика и электротехника"

Москва
Издательский дом МЭИ
2015

УДК 681.51(075)
ББК 31.291
А 734

Рецензенты:

А.Е. Козярук, докт. техн. наук, проф., Санкт-Петербургский Национальный минерально-сырьевой университет «Горный»;

А.Б. Виноградов, докт. техн. наук, проф., Ивановский государственный энергетический университет

Анучин А.С.

А 734 Системы управления электроприводов: учебник для вузов. — М.: Издательский дом МЭИ, 2015. — 373. с.: ил.

ISBN 978-5-383-00918-5

Кратко изложены принципы работы электромеханических преобразователей энергии и электронных преобразователей, получены их модели, необходимые для построения систем управления электроприводов. Рассмотрен вопрос построения современных цифровых систем управления с приведением полного перечня всех необходимых элементов и операций в тракте цифровой системы управления. Для электроприводов постоянного тока, синхронных машин с постоянными магнитами и асинхронных двигателей представлены наиболее распространенные системы управления. Все приведенные в книге структуры систем управления сопровождаются подробными графиками модельных экспериментов.

Для студентов магистратуры и специалистов, занимающихся изучением и разработкой систем управления электроприводов.

УДК 681.51(075)
ББК 31.291

ISBN 978-5-383-00918-5

© А.С. Анучин, 2015
© ЗАО «Издательский дом МЭИ», 2015

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	7
Принятые обозначения	13
Глава 1. Электромеханические преобразователи энергии	15
Введение	15
1.1. Магнитное поле и преобразование энергии	16
Энергия в электромагнитной системе	16
Механическая работа	19
Механическая сила	20
1.2. Магнитная система с двумя обмотками	23
Описание электромагнитного состояния системы	23
Баланс энергии и электромагнитный момент	26
1.3. Обобщенная электрическая машина	27
Положения и допущения	27
Уравнения обобщенной электрической машины	28
Координатные преобразования	35
Преобразования уравнений обобщенной электрической машины	37
Фазные преобразования	40
Уравнения связи трех- и двухфазных машин	41
1.4. Модели типовых двигателей	43
Модель асинхронного двигателя на базе уравнений обобщенной электрической машины	43
Модель неявнополюсного синхронного двигателя с постоянными магнитами на базе уравнений обобщенной электрической машины	46
Модель двигателя постоянного тока независимого возбуждения на базе уравнений обобщенной электрической машины	47
Выводы	49
Контрольные вопросы и задания	50
Глава 2. Электрические преобразователи	51
Введение	51
2.1. Пассивные элементы	53
Резистор	53
Конденсатор	54
Дроссель	56
Пример расчета процессов в схемах с пассивными элементами	58
2.2. Полупроводниковые элементы	59
Диод	59
Транзистор	60

2.3. Стойка — основной элемент силовой схемы	61
Управление стойкой в режиме широтно-импульсной модуляции	62
Модель стойки	65
2.4. Преобразователи постоянного напряжения — DCDC-преобразователь	68
2.5. Корректоры коэффициента мощности	75
2.6. Двухфазный инвертор для питания ДПТНВ	79
2.7. Преобразователи частоты с промежуточным звеном постоянного тока	81
Трехфазный инвертор для приводов переменного тока	83
Способы формирования ШИМ	84
2.8. Высоковольтные преобразователи	102
Многоуровневый инвертор	103
Схема с объединением низковольтных ячеек	108
2.9. Преобразователи частоты с непосредственной связью (НПЧ)	111
Выводы	115
Контрольные вопросы и задания	115
Глава 3. Цифровые системы управления	117
Введение	117
3.1. Обобщенная структура цифровых систем управления	117
3.2. Аналоговые датчики	124
Датчики тока	124
Датчики напряжения	130
3.3. Подключение аналоговых датчиков к микроконтроллеру	130
3.4. Дискретные датчики	137
3.5. Функционирование цифровой системы управления	142
3.6. Машинная арифметика и относительные единицы	150
Проблемы двоичных вычислений	150
Числа с плавающей точкой	151
Относительные единицы	153
Числа с фиксированной точкой и библиотека IQmath	156
Выбор системы относительных единиц	158
3.7. Описание процессов в цифровой системе управления	165
Описание процессов в непрерывных системах. Преобразование Лапласа и передаточные функции	165
Описание процессов в дискретном времени	168
Z-преобразование и дискретные передаточные функции	172
Приближенные способы преобразования	175
3.8. Синтез регуляторов цифровой системы управления	179
Преобразование аналогового регулятора в дискретную область	180
Синтез регулятора в дискретной области	183
Особенности систем с цифровыми регуляторами. Пример стабилизации скорости электропривода	185
Синтез регулятора предельного быстрого действия из уравнений электрического равновесия	187
Сводные формулы	190
Работа ПИ-регулятора в составе цифровой системы управления	191

3.9. Прогнозирование сигнала обратной связи для регулятора предельного быстрогодействия	194
Принцип построения системы прогнозирования	196
Влияние неточности задания параметров и погрешности измерений на работу системы предельного быстрогодействия	198
3.10. Структуры ПИ-регулятора в цифровой системе и ограничение его выхода	203
Регулятор с неявно выраженными составляющими	205
ПИ-регулятор с отдельными пропорциональным и интегральными каналами и коррекцией в интегральном канале	206
ПИ-регулятор с коррекцией ошибки на входе	209
Результаты моделирования	210
3.11. Пример построения цифровой системы стабилизации тока якоря	210
Исходные данные	211
О дискретных управляющих автоматах	212
Программная реализация	215
Выводы	245
Контрольные вопросы и задания	245

Глава 4. Системы управления на примере электропривода

постоянного тока	247
Введение	247
4.1. Влияние обратных связей на характеристики ДПТНВ	247
Отрицательная обратная связь по току	247
Положительная обратная связь по току	249
Отрицательная обратная связь по скорости	250
Положительная обратная связь по скорости	251
4.2. Последовательная коррекция и подчиненное регулирование координат	253
Последовательная коррекция	253
Компенсация ошибки по ускорению	261
Характеристики системы с положительной обратной связью по скорости. Компенсация ЭДС	263
Подчиненное регулирование координат	264
Наблюдатель. Бездатчиковая система управления для двигателя постоянного тока	270
Положительная обратная связь по току для стабилизации скорости	278
4.3. Двухзонное регулирование	280
4.4. Модальное управление	284
Заданное время переходного процесса	288
Заданная жесткость механической характеристики	289
Исключение датчика обратной связи	290
Обобщенная характеристика модального управления	290
4.5. Релейное регулирование координат	291
Выводы	296
Контрольные вопросы и задания	297

Глава 5. Системы управления синхронного электропривода.....	298
Введение	298
5.1. Вентильный режим работы синхронного электропривода	298
5.2. Характеристики вентильного электропривода с синусоидальным питанием	305
5.3. Система векторного управления СДПМ	308
5.4. Регулирование токов в системе векторного управления СДПМ	312
5.5. Ослабление потока в системе векторного управления СДПМ	314
5.6. Система векторного бездатчикового управления	316
Бездатчиковый пуск в разомкнутой системе	320
Бездатчиковый пуск с неустойчивым наблюдателем	324
Коррекция оценки углового положения ротора	327
Выводы	328
Контрольные вопросы и задания.....	328
Глава 6. Системы управления асинхронного электропривода.....	329
Введение	329
6.1. Способы частотного управления.....	330
6.2. Скалярное управление	331
Стабилизация скорости и момента в системах скалярного управления	335
6.3. Векторное управление.....	338
Модели наблюдателей для датчиковой системы векторного управления	343
6.4. Подстройка параметров наблюдателя в процессе работы электропривода	347
6.5. Бездатчиковое векторное управление асинхронным двигателем (векторное управление без датчика скорости)	353
6.6. Прямое управление моментом.....	358
Блок коммутации ключей инвертора	360
Механические и электромеханические характеристики в системе ПУМ	362
Наблюдатели в системах прямого управления моментом	364
Выводы	368
Контрольные вопросы и задания.....	368
Заключение.....	369
Библиографический список.....	370

ПРЕДИСЛОВИЕ

Курс «Системы управления электроприводов» (СУЭП) изначально состоял из двух независимых частей. Первая часть была посвящена логическим системам управления и в ней рассматривались преимущественно релейно-контакторные схемы и принципы синтеза логических систем управления. Вторая часть была посвящена непрерывному регулированию координат электропривода.

Предыдущий вариант курса не имел строгой ориентации на инженеров по применению электроприводов или разработчиков. С началом действия в нашей стране образовательных стандартов третьего поколения появилась необходимость модернизации курса СУЭП и окончательного разделения его на две части: бакалаврского курса по простым логическим системам управления, преподаваемого одновременно с курсами «Элементы систем автоматики», «Электрический привод» и «Проектирование электротехнических устройств»; и курса программы подготовки магистров (разработчиков и исследователей), который учит будущих ученых проектировать современные системы управления электроприводов. Эти преобразования образовательных стандартов потребовали переработки подхода представления материалов курса.

Но необходимость написания данной книги не обуславливалась лишь этой причиной. Существующие учебники не всегда понятны современным студентам. Качество школьного образования падает с каждым годом, мы имеем массу неоднозначных реформ образовательной системы, и высшая школа обязана адаптироваться к новым реалиям. Жить в новом мире и преподавать по-старому, желая получить положительный результат, нельзя. Надо адаптироваться и объяснять материал более понятно, минимально используя высшую математику и максимально используя иллюстративный материал, показывая принципы на очень простых примерах. Необходимо, прежде всего, донести до рядового читателя идею, а заинтересовавшимся лицам дать возможность досконально разобраться в деталях.

Еще одной ключевой причиной стало устаревание материала выпускаемых сегодня учебников. В нашей стране можно по пальцам пересчитать коллективы, которые ведут разработки систем управления на современном уровне. И хотя они выпускают хорошие учеб-

ники, в настоящее время отсутствует книга, вбирающая в себя материал, необходимый для целого курса.

Все вышеперечисленное побудило меня к написанию данной книги, переложив имеющиеся материалы как можно более простым языком, добавив современный подход к построению систем управления электроприводов, выкинув из курса все аналоговые системы регулирования и тиристорные схемы, освободившись тем самым от гигантского груза бесперспективных технологий, лишь засоряющих сознание современного студента¹, позволив сосредоточиться именно на главном — как и чем управлять.

Данная книга захватывает часть материала из других курсов, где, на мой взгляд, эти моменты рассмотрены недостаточно подробно для применения в курсе СУЭП. Это математическое описание того, координатами чего мы будем управлять (двигатели) и с помощью чего мы будем осуществлять управление (преобразовательная техника). Глава 3, посвященная современным цифровым системам управления, компенсирует имеющуюся оторванность от реальности в курсе «Теория автоматического управления». Данная база необходима для понимания рассматриваемых систем управления без отсылки студента к другим учебникам.

Я постарался написать книгу, используя максимально простое физическое объяснение процессов в электроприводе, старался по минимуму использовать высшую математику, большое внимание уделять решению задач и математическому моделированию исследуемых систем.

Важным вопросом в книге была терминология. Я не стал переделывать все на западный манер, хотя внес некоторые изменения по сравнению с классическими отечественными учебниками. Так, например, я оставил именование осей α , β , x , y и d , q , как это было принято в учебнике В.И. Ключева, и не решился перейти к обозначениям Уайта и Вудсона, тем более что даже у зарубежных авторов нет единой позиции на эту тему. Пришлось ввести и новые обозначения, так, обобщенная электрическая машина формирует электрический момент (приведенный к электрической скорости вращения), а стойка инвертора формирует выходной потенциал, а не напряжение двигателя. Вместе с тем я надеюсь, что книга получит отзывы и замечания (в том числе и по терминологии), которые я постараюсь учесть при дальнейшем ее редактировании.

¹ В конце концов, существует много старых книг, в которых тиристорные и аналоговые схемы описаны достаточно подробно, и при необходимости студент может обратиться к ним.

Современный электрический привод — это динамично развивающееся направление техники. Когда перестал существовать Советский Союз, отечественная промышленность (да и не только отечественная) выпускала преимущественно системы управления электроприводами, построенные на элементах низкой степени интеграции. Прошло совсем немного времени, и Мир изменился, и сейчас системы управления строятся на микроконтроллерах и программируемых логических матрицах. Они представляют собой «системы на кристалле», имеют минимальную стоимость за счет интеграции всех необходимых периферийных устройств в одной микросхеме.

За прошедшие 20 лет в России осталось не так много коллективов разработчиков электроприводов, как было в советское время. Это произошло из-за разрушения отечественной электротехнической промышленности, не выдержавшей конкуренции с западной техникой, когда в один час открылись границы, и наступило время «рыночных отношений». Здесь надо понимать, что умение разрабатывать свою высокотехнологичную продукцию (а в нашем случае электроприводы) является жизненной необходимостью для любого развитого государства. Поэтому воспитание именно исследователей в области электропривода и разработчиков современных электроприводов и систем управления является важной задачей нашего государства.

Представьте на минутку, если бы на кафедре сотовых телефонов какого-либо вуза учили бы не разрабатывать телефоны, а пользоваться ими. Кому нужна такая кафедра? Так и мы, имея цель работать во благо своей страны, должны обеспечивать воспитание грамотных творческих инженерных кадров, способных ставить и решать научные задачи.

Еще десять лет назад в учебниках писали про хороший, но **дорогой** частотно-регулируемый привод, а сегодня редко можно встретить технический проект, где асинхронный двигатель включается напрямую в сеть. Резко снижается стоимость преобразователей частоты с системой векторного управления или прямого управления моментом. В то же время в учебниках этот частотно-регулируемый электропривод остается дорогим, а принципы построения эффективных систем управления им представлены сложно и только в некоторых случаях это сделано людьми, которые реально разрабатывали данные системы.

Задачи данной книги: дать развернутое представление о современных средствах, входящих в состав современного электропривода (электродвигатель, силовой преобразователь, датчики и система управления), показать основные способы регулирования электропри-

водов, обозначить их достоинства, недостатки и имеющиеся нерешенные проблемы. Кроме того, преследовалась цель сделать повествование наиболее наглядным, снабдив описание каждой системы результатами моделирования процессов в ней.

В первой главе рассмотрены базовые принципы электромеханического преобразования энергии. Все выводы сделаны с использованием закона сохранения энергии. Глава построена на базе книг A.E. Fitzgerald, C. Kingsley, Jr. and S.D. Umans «Electric Machinery», D.C. White and H.H. Woodson «Electromechanical energy conversion» и записей Н.Ф. Ильинского, которые он готовил, но не включил в книгу «Электрический привод» в соавторстве с В.Ф. Козаченко. Материал был сильно переработан и, я надеюсь, упрощен. Из него практически полностью исчезли детали, связанные с геометрией электромеханической системы, плотностью энергии в зазоре и т.д. Базируясь только на минимальных знаниях общей физики, получены уравнения обобщенной электрической машины, представлены модели для машины постоянного тока, синхронного и асинхронного электродвигателей.

Во второй главе рассмотрены современные силовые электрические преобразователи, построенные на базе полностью управляемых полупроводниковых ключей. Введена модель стойки инвертора, показано, что любой из преобразователей приводится к комбинации соединений стоек и пассивных электрических элементов (сопротивлений, индуктивностей и емкостей). Приводятся схемы традиционных, высоковольтных, матричных преобразователей и преобразователей постоянного тока. Рассмотрены методы широтно-импульсной модуляции для приводов постоянного и переменного тока.

В третьей главе показана структура современной цифровой системы управления. Здесь изложен материал, объясняющий принципы функционирования цифровых систем управления, определяются причины квантованности по времени в цифровых системах, показаны принципы распределения ресурсов в микроконтроллерных системах управления и тенденции развития микроконтроллерной техники. Не менее важной составляющей главы является вопрос подключения датчиков к современным системам управления и сопряжение выходов микроконтроллера с цепями управления силовых ключей. Рассмотрен вопрос дискретности по уровню и перевода уравнений объекта регулирования в относительные единицы для решения проблемы ограниченного динамического диапазона переменных в целочисленных микроконтроллерах. Показаны проблемы, возникающие при решении задач управления в физических единицах на микроконтроллерах с плавающей точкой. Рассмотрен вопрос синтеза

цифровых регуляторов для объекта управления с описанием в непрерывном времени, и решена задача регулирования выходной координаты за конечное число тактов. На примере задачи стабилизации тока якоря двигателя постоянного тока показана возможность построения системы управления предельного быстродействия с регулированием выходной координаты за один такт (при условии физической достижимости за один такт заданного значения).

На данном этапе закончена подготовка почвы для решения задач управления для конкретных электроприводов. Для простоты изложения материала все нижеописанные методы управления (за исключением задачи предельного быстродействия) показаны для линейных аналоговых систем управления, но могут быть переведены в цифровой вид с применением аппарата третьей главы.

В четвертой главе на примере электропривода постоянного тока рассмотрено подчиненное регулирование координат, управление по возмущению, двухзонное регулирование, модальное управление, релейное регулирование координат. Приведены общие сведения о наблюдателях, введено понятие «наблюдаемости». Построена система подчиненного регулирования двигателя постоянного тока с наблюдателем скорости вращения.

В пятой главе рассмотрен синхронный частотно-регулируемый электропривод. Выведены уравнения для вентильного режима работы двигателя. Рассмотрена система векторного управления синхронным двигателем. Показана реализация наблюдателя положения ротора двигателя для бездатчиковой системы векторного управления.

В шестой главе рассмотрен частотно-регулируемый асинхронный электропривод. Показаны структуры скалярного управления, векторного управления и прямого управления моментом. Проводится детальное сравнение методов векторного управления и прямого управления моментом. Показаны способы построения наблюдателей переменных состояния асинхронного двигателя для систем бездатчикового векторного управления. В двух последних главах используется личный опыт автора и научной группы доктора техн. наук, проф. В.Ф. Козаченко и материалы из книг Peter Vas «Sensorless Vector and Direct Torque Control» и А.Б. Виноградова «Векторное управление электроприводами переменного тока».

Автор хочет поблагодарить своих учителей и научных руководителей доктора техн. наук, проф. В.Ф. Козаченко и доктора техн. наук, проф. В.Н. Остриова за возможность работать и свободно экспериментировать в данной предметной области, своих коллег Н.А. Обухова, И.В. Чуева, С.А. Трофимова, А.А. Жаркова, А.В. Дроздова, Д.И. Алямкина, М.М. Лашкевича за неоценимый вклад в потенциал

нашей научной группы в области частотного регулирования и систем управления, профессора кафедры судовой автоматики и измерений СПбГМТУ К.Ю. Полякова за помощь в осмыслении теории цифровых систем управления, своих студентов за помощь в редактировании рукописи, поиске ошибок и критику рукописи, своих родителей, которым я обязан своим образованием, свою жену Татьяну, которая поддерживала мои начинания, и своих детей, ради которых я это делал. Отдельно я хотел бы вспомнить покинувшего нас доктора техн. наук, проф. Н.Ф. Ильинского, который настоял на работе над данной книгой и советам которого я постарался следовать при ее написании.

А.С. Анучин

ПРИНЯТЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

В книге приняты следующие обозначения физических величин:

u — напряжение;

e — ЭДС;

φ — электрический потенциал;

i — ток;

R — активное сопротивление;

L — индуктивность;

C — электрическая емкость;

θ — угловые величины;

ω — угловая скорость;

f — частота;

t — время;

Ψ — потокосцепление;

Φ — поток;

q — электрический заряд;

w — число витков обмотки;

x — линейные размеры или перемещения;

p — число пар полюсов;

M — момент;

F — сила;

P — мощность;

W — энергия;

J — момент инерции

Заглавными буквами обозначаются величины, неизменные во времени для данных условий.

Жирными прямыми заглавными буквами обозначаются матрицы (например, $\mathbf{R}$ — матрица сопротивлений обмоток).

Жирными курсивными буквами обозначаются векторы (например, $\mathbf{I}$ — вектор тока).

Координатные оси:

α, β — неподвижные оси, связанные со статором двигателя;

d, q — оси, связанные с ротором двигателя;

x, y — оси, связанные с различными электрическими параметрами двигателя (например, с направлением потокосцепления ротора);

u, v — произвольные оси.

Индексы:

s — принадлежность величины к статору двигателя (например, L_s — индуктивность обмотки статора);

r — принадлежность величины к ротору двигателя (например, R_r — сопротивление роторной обмотки двигателя);

m — параметр, определяющий взаимосвязь (например, L_m — взаимная индуктивность статора и ротора);

обозначение осей добавляется к индексам величины (например, $u_{s\alpha}$ — напряжение статора по оси α).

b — базовая величина (например, $U_b = 312$ В — базовое напряжение, равное амплитудному напряжению фазы двигателя);

$эл$ — обозначение величин на электрической угловой скорости, там, где это пояснение необходимо (например, $J_{эл}$ — момент инерции, приведенный к электрической скорости);

$мех$ — обозначение величин на механической скорости там, где это пояснение необходимо (например, $M_{мех}$ — момент двигателя, приведенный к механической скорости);

$\perp$ — обозначение величин двухфазной электрической машины там, где это пояснение необходимо (например, $M_{\perp}$ — момент двухфазной электрической машины);

Δ — обозначение величин трехфазной электрической машины там, где это пояснение необходимо (например, $M_{\Delta мех}$ — момент трехфазной электрической машины, приведенный к механической скорости).

Относительные величины отмечаются звездочкой в верхнем индексе (например, $u_{s\alpha}^*$ — напряжение статора по оси α в относительных единицах).

Математические операторы, переменные и функции:

p — оператор дифференцирования;

s — комплексная переменная (используется в преобразовании Лапласа);

z — оператор прямого сдвига;

z — комплексное число (используется в Z -преобразовании);

$f(x)$ — функция некоторого аргумента;

$x(t)$ — значение переменной x в момент времени t ;

$x[k]$ — значение k -й выборки переменной x ;

$\arctg 2(y, x)$ — арктангенс двух аргументов y и x , находит угол вектора $(x; y)$.

Глава 1

ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭНЕРГИИ

Введение

Курс электрических машин в основном посвящен изучению анатомического строения двигателей. Так, в нем подробно рассказано про пазы статора и ротора, как укладывается обмотка и многое другое. Но для решения задач управления двигателями эта информация не подходит. Для этого необходимо понимать физиологию электрических машин. Надо иметь относительно простое математическое описание двигателя, чтобы можно было анализировать сущность развития процессов в электродвигателе и уметь строить для этого описания системы управления.

Электромеханические преобразователи строятся на пяти основных физических явлениях:

1. На проводник с током в магнитном поле действует сила. При этом не существенно, какова природа поля — создано ли оно постоянным магнитом, специальной катушкой или соседним контуром с током.

2. На ферромагнитный материал в магнитном поле действует сила, стремящаяся переместить его в зону, обеспечивающую минимальное магнитное сопротивление.

3. На обкладки заряженного конденсатора и диэлектрик в электрическом поле действует сила. При взаимном перемещении изменяется или заряд, или напряжение на обкладках, или и то и другое.

4. Некоторые кристаллы слегка деформируются при приложении напряжения в определенном направлении. Если такие кристаллы деформировать, возникает электрический заряд. Это явление известно как пьезоэффект.

5. Многие ферромагнитные материалы слегка деформируются под влиянием магнитного поля. И наоборот, будучи деформированы, эти материалы изменяют свои магнитные свойства. Такое явление называют магнитострикцией.

Большинство электрических машин выполнялось и выполняется на основе первого принципа, который формулируют как «проводник в магнитном поле».

Второй принцип широко используется в различных электрических аппаратах (электромагнитное реле, контактор, пускатель и тому подобное), поскольку представляет очень простое техническое решение. Существенно реже он используется в электрических машинах — это некоторые типы микромашин и вентильно-индукторные двигатели. Иногда, как, например, в явнополюсных синхронных машинах, это явление сопутствует первому, выступающему как основное.

Третье явление до недавнего времени служило лишь иллюстрацией небезынттересных возможностей построить электрическую машину, но практического применения не находило из-за отсутствия материалов и необходимой точности изготовления. Сейчас массовое применение электростатические двигатели нашли в компьютерных проекторах, построенных на технологии DLP фирмы Texas Instruments [1]. Существует такое направление, как пленочная электромеханика, где соединенные слоями пленки формируют структуру подобную мышцам.

Четвертое преобразование применяется в зажигалках в качестве генераторов электричества высокого напряжения, в наушниках и микрофонах и в печатающих головках струйных принтеров, где изменение геометрии кристалла позволяет осуществлять дозированный впрыск чернил на бумагу.

Пятый тип преобразования пока используется только в качестве датчиков и ультразвуковых излучателей.

1.1. Магнитное поле и преобразование энергии

Энергия в электромагнитной системе

Рассмотрим простейшую электромагнитную систему (рис. 1.1, а), состоящую из катушки, имеющей w витков, с ферромагнитным сердечником, которую можно подключать к электрическому источнику питания. Для любой электрической цепи с источником питания и индуктивностью применимо уравнение электрического равновесия:

$$u = iR + \frac{d\Psi}{dt}, \quad (1.1)$$

где u — напряжение питания; i — ток цепи; R — активное сопротивление; Ψ — потокосцепление или поток, сцепленный со всеми витками катушки. Таким образом, приложение напряжения к цепи, содержащей индуктивную катушку, вызывает изменение потокосцеп-

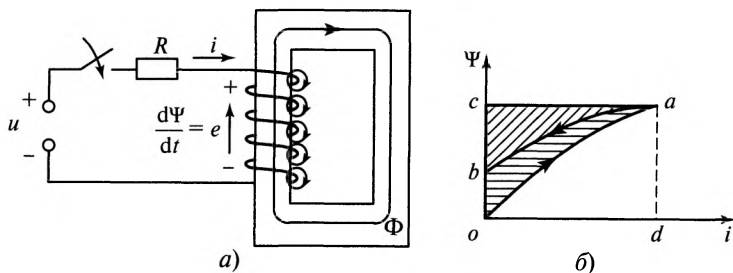


Рис. 1.1. Простейшая электромагнитная система

ления за вычетом падения напряжения на активном сопротивлении обмотки. Само по себе потокосцепление описывается выражением

$$\Psi = w\Phi, \quad (1.2)$$

где w — количество витков обмотки; Φ — поток, проходящий через один виток. На самом деле, часть потока проходит мимо части витков и соответственно с ними не сцеплена. Эта доля является потоком рассеяния. Но мы для определенности пока будем рассматривать некоторый эквивалентный поток, сцепленный со всеми витками.

Электродвижущая сила в контуре равна производной потокосцепления. По направлению она такова, что препятствует росту магнитного потока или потокосцепления во времени:

$$e = \frac{d\Psi}{dt}. \quad (1.3)$$

Уравнение (1.1) позволяет записать баланс энергий. Сделаем это для малого интервала времени, умножив все члены уравнения на $i dt$:

$$ui dt = i^2 R dt + \frac{d\Psi}{dt} i dt, \quad (1.4)$$

а затем упростим:

$$ui dt = i^2 R dt + i d\Psi. \quad (1.5)$$

Левая часть уравнения содержит составляющую элементарной энергии, переданной цепи источником питания. Правая часть содержит элементарные омические потери и элементарное изменение энергии магнитного поля. Формулу (1.5) можно переписать через непосредственные переменные энергий:

$$dW_{\text{ист}} = d\Delta W + dW_{\text{эм}}. \quad (1.6)$$

Энергия электрического источника $dW_{\text{ист}}$ за вычетом потерь превратится в электромагнитную энергию $dW_{\text{эм}}$.

Изменение потокоцепления, связанное с электромагнитной энергией, может быть обусловлено как изменением запаса электромагнитной энергии поля, так и механическим движением, либо обеими этими причинами, т.е.

$$dW_{\text{эм}} = dW_{\text{поля}} + dW_{\text{мех}}. \quad (1.7)$$

Предположив пока, что конфигурация магнитной системы неизменна, т.е. механического движения нет — $dW_{\text{мех}} = 0$, рассмотрим детальнее энергию магнитного поля $W_{\text{поля}}$. Энергия, принятая полем при изменении потокоцепления от Ψ_1 до Ψ_2 , определится как

$$\Delta W_{\text{поля}} = \int_{\Psi_1}^{\Psi_2} i(\Psi) d\Psi. \quad (1.8)$$

При изменении потокоцепления от нуля до некоторого значения Ψ в поле будет запасена энергия

$$W_{\text{поля}} = \int_0^{\Psi} i(\Psi) d\Psi. \quad (1.9)$$

В уравнениях (1.8) и (1.9) ток i связан с потокоцеплением Ψ , причем эта зависимость — кривая намагничивания — определяется геометрией катушки и сердечника, свойствами магнитного материала, может быть нелинейной и неоднозначной, как показано на рис. 1.1, б. Энергия, запасенная в поле при увеличении потокоцепления от нуля до Ψ , выразится заштрихованной площадью oac . За счет гистерезиса и вихревых токов зависимости $\Psi(i)$ при увеличении и уменьшении потокоцепления могут отличаться (рис. 1.1, б), т.е. при уменьшении тока i не вся запасенная энергия возвратится источнику, а только часть ее abc ; остальная часть oab будет рассеяна в виде тепла — потери на гистерезис и вихревые токи. При циклическом перемагничивании эти потери за цикл определяются петлей гистерезиса.

Значение

$$W'_{\text{поля}} = \int_0^i \Psi(i) di, \quad (1.10)$$

показанное на рис. 1.1, б незаштрихованной площадью oad , называют коэнергией. Очевидно, что

$$W_{\text{поля}} + W'_{\text{поля}} = i\Psi. \quad (1.11)$$

Хотя коэнергия в отличие от энергии и не имеет физического смысла, она иногда полезна при определении электромагнитных сил.

Для упрощения дальнейших рассуждений и конечных результатов пренебрежем нелинейностью и неоднозначностью кривой намагничивания, т.е. будем считать, что

$$W_{\text{поля}} = W'_{\text{поля}} = \frac{1}{2} i \Psi. \quad (1.12)$$

Механическая работа

В предшествующем примере конфигурация магнитной системы была неизменной, и в (1.7) $dW_{\text{мех}} = 0$.

Изменим задачу: сделаем одну часть магнитопровода — якорь — подвижной, как показано на рис. 1.2, а, и оценим механическую работу при перемещении в магнитном поле. Очевидно, что кривые намагничивания при отпущенном и притянутом якоре будут различны (см. рис. 1.2, б): воздушный зазор увеличит магнитное сопротивление и, следовательно, уменьшит потокоцепление при одном и том же токе.

Пусть после подачи питания ток достиг установившегося значения $I = U/R$ при разомкнутом магнитопроводе (кривая oa). Затем якорь будет освобожден и под действием силы притяжения он переместится, замкнув магнитопровод (кривая ab).

При перемещении якоря им будет совершена некоторая работа по преодолению удерживающей силы. Оценим эту работу. Энергия, переданная источником магнитному полю в процессе начального намагничивания, в соответствии с (1.9) определяется площадью $oaco$ (см. рис. 1.2, б); энергия, запасенная в поле в конце процесса, — площадью $obdo$. Следовательно, возрастание энергии, запасенной полем, составит

$$\Delta W_{\text{поля}} = W_{obdo} - W_{oaco}. \quad (1.13)$$

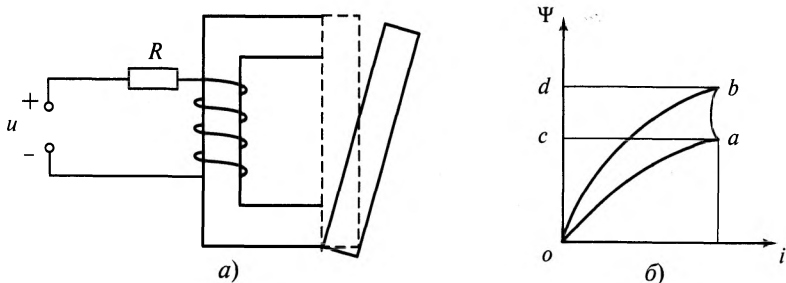


Рис. 1.2. Простейшая электромеханическая система

Энергия, полученная от источника в процессе изменения потоко-сцепления от Ψ_1 до Ψ_2 при перемещении по координате x , опреде-лится как

$$W_{\text{эм}} = \int_{\Psi_1}^{\Psi_2} i(\Psi, x) d\Psi = W_{cabdc}. \quad (1.14)$$

Воспользовавшись теперь уравнением баланса (1.7), будем иметь:

$$\begin{aligned} W_{\text{мех}} &= W_{\text{эм}} - \Delta W_{\text{поля}} = W_{cabdc} + W_{oaco} - W_{obdo} = \\ &= W_{oabdo} - W_{obdo} = W_{oabo}. \end{aligned} \quad (1.15)$$

Итак, в рассматриваемом случае механическая энергия опреде-лится площадью криволинейного треугольника, заключенного между кривыми намагничивания и линией, соответствующей движению якоря. Рассмотренная магнитная система широко используется в электромагнитных реле, контакторах, пускателях и т.п.

Механическая сила

Для определения механической силы запишем уравнение баланса энергий (1.7), выразив изменение поля как

$$dW_{\text{поля}} = dW_{\text{эм}} - dW_{\text{мех}}, \quad (1.16)$$

где $dW_{\text{эм}} = i d\Psi$, а $dW_{\text{мех}} = F dx$ [2]. Тогда уравнение (1.16) запишется как

$$dW_{\text{поля}}(\Psi, x) = i d\Psi - F dx, \quad (1.17)$$

где dx — элементарное перемещение.

Для любой функции двух независимых переменных $f(x_1, x_2)$ пол-ный дифференциал может быть записан как

$$dW_{\text{поля}}(x_1, x_2) = \left. \frac{\partial f(x_1, x_2)}{\partial x_1} \right|_{x_2} dx_1 + \left. \frac{\partial f(x_1, x_2)}{\partial x_2} \right|_{x_1} dx_2. \quad (1.18)$$

Важно понимать, что каждая частная производная по переменной состояния берется при условии, что другая переменная состояния равна константе.

Уравнение (1.18) применимо для функции изменения энергии поля (1.17), следующим образом:

$$dW_{\text{поля}}(\Psi, x) = \left. \frac{\partial W_{\text{поля}}(\Psi, x)}{\partial \Psi} \right|_x d\Psi + \left. \frac{\partial W_{\text{поля}}(\Psi, x)}{\partial x} \right|_{\Psi} dx. \quad (1.19)$$

Если теперь провести аналогию с уравнением (1.17), то окажется, что при неизменном x

$$i = \frac{\partial W_{\text{поля}}(\Psi, x)}{\partial \Psi} \bigg|_x, \quad (1.20)$$

а при неизменном потокоосцеплении Ψ

$$F = - \frac{\partial W_{\text{поля}}(\Psi, x)}{\partial x} \bigg|_{\Psi}. \quad (1.21)$$

Для линейной магнитной системы, где потокоосцепление определяется произведением индуктивности и тока — $\Psi = L(x)i$, энергия поля запишется как

$$W_{\text{поля}}(\Psi, x) = \frac{L(x)i^2}{2} = \frac{\Psi^2}{2L(x)}, \quad (1.22)$$

и электромагнитная сила может быть найдена простой подстановкой в (1.21):

$$F = - \frac{\partial}{\partial x} \frac{\Psi^2}{2L(x)} \bigg|_{\Psi} = \frac{\Psi^2}{2L(x)^2} \frac{dL(x)}{dx}. \quad (1.23)$$

Теперь можно записать выражение через ток:

$$F = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(x)}{dx}. \quad (1.24)$$

Для вращающейся электромеханической системы уравнения запишутся аналогичным образом:

$$dW_{\text{поля}}(\Psi, \theta) = i d\Psi - M d\theta; \quad (1.25)$$

$$dW_{\text{поля}}(\Psi, \theta) = \frac{\partial W_{\text{поля}}(\Psi, \theta)}{\partial \Psi} \bigg|_{\theta} d\Psi + \frac{\partial W_{\text{поля}}(\Psi, \theta)}{\partial \theta} \bigg|_{\Psi} d\theta \quad (1.26)$$

и уравнением момента

$$M = - \frac{\partial W_{\text{поля}}(\Psi, \theta)}{\partial \theta} \bigg|_{\Psi}, \quad (1.27)$$

или

$$M = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta}. \quad (1.28)$$

Аналогичные выводы можно сделать, воспользовавшись коэнергией. Коэнергия выражается как

$$W'_{\text{поля}}(i, x) = i\Psi - W_{\text{поля}}(\Psi, x). \quad (1.29)$$

Продифференцируем $i\Psi$, тогда

$$d(i\Psi) = i d\Psi + \Psi di. \quad (1.30)$$

Запишем уравнение (1.29) в элементарных приращениях и подставим туда выражения (1.30) и (1.17):

$$\begin{aligned} dW'_{\text{поля}}(i, x) &= d(i\Psi) - dW_{\text{поля}}(\Psi, x) = \\ &= i d\Psi + \Psi di - i d\Psi + F dx = \Psi di + F dx. \end{aligned} \quad (1.31)$$

Как и в предыдущем случае, распишем приращение коэнергии в частных производных:

$$dW'_{\text{поля}}(i, x) = \left. \frac{\partial W'_{\text{поля}}(i, x)}{\partial i} \right|_x di + \left. \frac{\partial W'_{\text{поля}}(i, x)}{\partial x} \right|_i dx. \quad (1.32)$$

Уравнение для силы запишется как

$$F = \left. \frac{\partial W'_{\text{поля}}(i, x)}{\partial x} \right|_i. \quad (1.33)$$

Графически происходящий процесс можно пояснить по рис. 1.3. При неизменном потокоцеплении Ψ_0 переход системы из точки a в точку b при постоянстве потокоцепления приводит к уменьшению энергии поля, которая преобразуется в механическую работу (см. рис. 1.3, a). Уменьшение энергии дает положительную силу, поэтому в выражении (1.21) есть знак «-». Если же неизменным остается ток i_0 , то при перемещении из точки a в точку c увеличивается коэнергия (знак в выражении (1.33) «+»), рис. 1.3, b .

Итак, мы получили возможность строить весьма содержательные, хотя и простые модели электромагнитных устройств, в которых осуществляется электромеханическое преобразование энергии. Правда, все они имеют одну существенную особенность — одну обмотку, питающуюся от одного электрического источника. Реальные же элект-

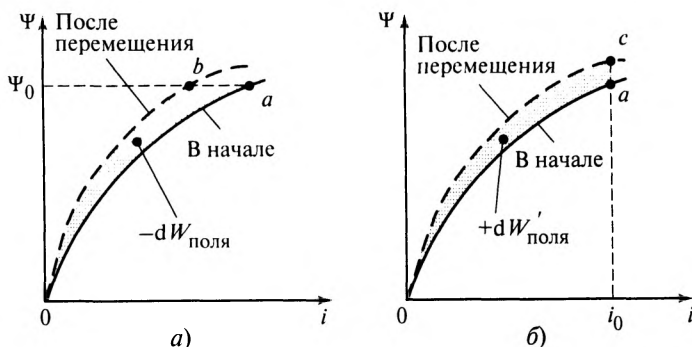


Рис. 1.3. Интерпретация работы через энергию и коэнергию

рические машины имеют несколько обмоток и часто несколько источников питания. На пути к анализу реальных машин сделаем еще один шаг — рассмотрим простое устройство с двумя обмотками, расположенными на двух частях магнитопровода, способных перемещаться относительно друг друга, и питающимися от отдельных электрических источников.

1.2. Магнитная система с двумя обмотками

Рассмотрим процессы создания момента в структуре на рис. 1.4. Как и прежде, за основу возьмем уравнение энергетического баланса, которое по аналогии с (1.7) запишем в виде

$$dW_{\text{эм}} = dW_{\text{поля}} + M d\theta. \quad (1.34)$$

Описание электромагнитного состояния системы

Теперь нам нужно выразить $dW_{\text{эм}}$ и $dW_{\text{поля}}$, учитывая, что в системе не одна обмотка, а две, причем каждая питается от своего электрического источника. Для этого придется рассмотреть природу магнитных процессов более детально. Полный поток, сцепленный с витками первой обмотки (потокосцепление Ψ_1), определяется как

$$\Psi_1 = w_1(\Phi_{1\sigma} + \Phi_1) + w_1\Phi_2, \quad (1.35)$$

где Φ_1 — поток, обусловленный обмоткой w_1 и сцепленный с обеими обмотками; $\Phi_{1\sigma}$ — поток рассеяния, сцепленный лишь с витками

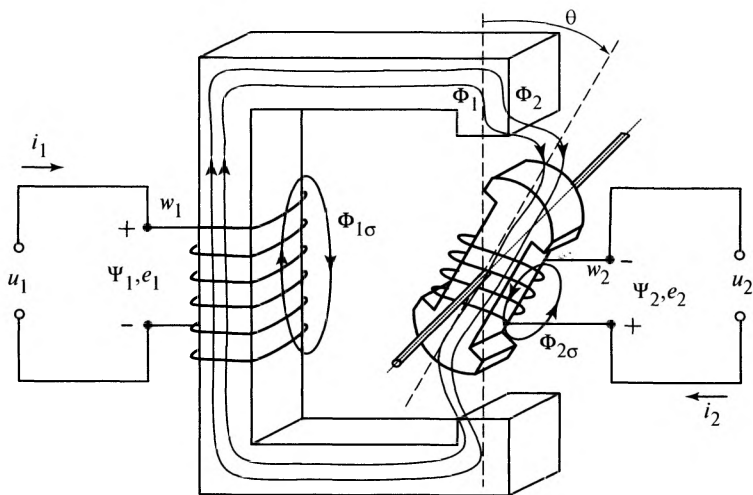


Рис. 1.4. Система с двумя обмотками

первой обмотки; Φ_2 — поток, обусловленный обмоткой w_2 и сцепленный с обеими обмотками. Для потокоцепления первой обмотки поток Φ_2 , обусловленный второй обмоткой, создает составляющую $w_1\Phi_2$.

Аналогично потокоцепление Ψ_2 определяется как

$$\Psi_2 = w_2(\Phi_{2\sigma} + \Phi_2) + w_2\Phi_1, \quad (1.36)$$

где $\Phi_{2\sigma}$ — поток рассеяния, сцепленный с витками второй обмотки.

Приняв, как и прежде, что система линейна, определим индуктивности каждой обмотки L_{jk} как отношение k -го потока, сцепленного с j -й обмоткой, к k -му току в этой или другой обмотке и получим

$$\left. \begin{aligned} L_{11} &= \frac{w_1(\Phi_{1\sigma} + \Phi_1)}{i_1}; \\ L_{22} &= \frac{w_2(\Phi_{2\sigma} + \Phi_2)}{i_2}; \end{aligned} \right\} \quad (1.37)$$

или, если выразить собственные индуктивности через индуктивности, относящиеся к главному потоку $L_j = \frac{w_j\Phi_j}{i_j}$ и к потокам рассея-

ния $L_{\sigma j} = \frac{w_j\Phi_{j\sigma}}{i_j}$:

$$\left. \begin{aligned} L_{11} &= L_{1\sigma} + L_1; \\ L_{22} &= L_{2\sigma} + L_2. \end{aligned} \right\} \quad (1.38)$$

Взаимная индуктивность определится как «чужой» поток, сцепленный с данной обмоткой, к току в «чужой» обмотке:

$$\left. \begin{aligned} L_{12} &= \frac{w_1\Phi_2}{i_2}; \\ L_{21} &= \frac{w_2\Phi_1}{i_1}. \end{aligned} \right\} \quad (1.39)$$

Взаимная индуктивность позволяет сказать, какую составляющую потокоцепления j -й обмотки формирует ток в k -й обмотке. Преобразуем выражения для взаимных индуктивностей, домножив

первое на число витков второй обмотки в числителе и знаменателе, а второе на число витков первой обмотки:

$$\left. \begin{aligned} L_{12} &= \frac{w_1 w_2 \Phi_2}{w_2 i_2} = \frac{w_1}{w_2} \frac{w_2 \Phi_2}{i_2} = \frac{w_1}{w_2} L_2; \\ L_{21} &= \frac{w_2 w_1 \Phi_1}{w_1 i_1} = \frac{w_2}{w_1} \frac{w_1 \Phi_1}{i_1} = \frac{w_2}{w_1} L_1. \end{aligned} \right\} \quad (1.40)$$

Две обмотки взаимодействуют через одну магнитную цепь, поэтому главный поток, проходящий одновременно через все витки первой и второй обмотки пропорционален току и числу витков той обмотки, которая его создает:

$$\left. \begin{aligned} \Phi_1 &= k w_1 i_1; \\ \Phi_2 &= k w_2 i_2, \end{aligned} \right\} \quad (1.41)$$

где k — конструктивный коэффициент. Тогда индуктивности по главному потоку для каждой обмотки запишутся:

$$\left. \begin{aligned} L_1 &= \frac{\Phi_1 w_1}{i_1} = k w_1^2; \\ L_2 &= \frac{\Phi_2 w_2}{i_2} = k w_2^2. \end{aligned} \right\} \quad (1.42)$$

Если теперь записать взаимные индуктивности (1.40), подставив L_1 и L_2 из (1.42), то получится

$$\left. \begin{aligned} L_{12} &= \frac{w_1}{w_2} L_2 = k w_2^2 \frac{w_1}{w_2} = k w_1 w_2; \\ L_{21} &= \frac{w_2}{w_1} L_1 = k w_1^2 \frac{w_2}{w_1} = k w_1 w_2, \end{aligned} \right\} \quad (1.43)$$

т.е. оказывается, что $L_{12} = L_{21}$.

Переходя в исходных уравнениях (1.35) и (1.36) к введенным выражениям для собственных (1.37) и взаимных (1.39) индуктивностей, имеем

$$\left. \begin{aligned} \Psi_1 &= L_{11} i_1 + L_{12} i_2; \\ \Psi_2 &= L_{21} i_1 + L_{22} i_2. \end{aligned} \right\} \quad (1.44)$$

Баланс энергии и электромагнитный момент

Теперь из уравнения баланса энергий (1.34) выразим $dW_{\text{эм}}$ и $dW_{\text{поля}}$ через токи и индуктивности:

$$dW_{\text{эм}} = i_1 d\Psi_1 + i_2 d\Psi_2, \quad (1.45)$$

или

$$dW_{\text{эм}} = i_1 d(L_{11}i_1 + L_{12}i_2) + i_2 d(L_{12}i_1 + L_{22}i_2). \quad (1.46)$$

Поскольку $d\Psi_1$ и $d\Psi_2$ — полные дифференциалы, включающие изменения как токов, так и индуктивностей за счет изменения геометрических параметров, то, выполнив дифференцирование, получим:

$$\begin{aligned} dW_{\text{эм}} = & L_{11}i_1 di_1 + i_1^2 dL_{11} + L_{12}i_1 di_2 + i_1i_2 dL_{12} + L_{12}i_2 di_1 + \\ & + i_1i_2 dL_{12} + L_{22}i_2 di_2 + i_2^2 dL_{22}. \end{aligned} \quad (1.47)$$

Энергию поля выразим как

$$W_{\text{поля}} = \frac{1}{2} L_{11}i_1^2 + \frac{1}{2} L_{22}i_2^2 + L_{12}i_1i_2. \quad (1.48)$$

Переходя к $dW_{\text{поля}}$ и учитывая, что L и i — переменные, имеем

$$\begin{aligned} dW_{\text{поля}} = & L_{11}i_1 di_1 + \frac{1}{2} i_1^2 dL_{11} + L_{22}i_2 di_2 + \frac{1}{2} i_2^2 dL_{22} + \\ & + L_{12}i_2 di_1 + L_{12}i_1 di_2 + i_1i_2 dL_{12}. \end{aligned} \quad (1.49)$$

После подстановки (1.47) и (1.49) в (1.34) члены с дифференциалами токов сокращаются, и в итоге получаем:

$$\frac{1}{2} i_1^2 dL_{11} + i_1i_2 dL_{12} + \frac{1}{2} i_2^2 dL_{22} = M d\theta \quad (1.50)$$

или

$$M = \frac{1}{2} i_1^2 \frac{dL_{11}}{d\theta} + i_1i_2 \frac{dL_{12}}{d\theta} + \frac{1}{2} i_2^2 \frac{dL_{22}}{d\theta}. \quad (1.51)$$

Последнее выражение можно было получить как частную производную по углу со знаком «минус» от энергии магнитного поля, выраженной через потокоцепление и угол:

$$M = - \frac{\partial W_{\text{поля}}(\Psi_1, \Psi_2, \theta)}{\partial \theta}, \quad (1.52)$$

или через коэнергию, выраженную через токи и угол:

$$M = \frac{\partial W'_{\text{поля}}(i_1, i_2, \theta)}{\partial \theta}. \quad (1.53)$$

Полученные результаты можно распространить на любое число цепей. Здесь весьма подробно (может быть, избыточно подробно) рассмотрен принцип электромеханического преобразования энергии, не касаясь хоть каких-либо конкретных компоновок, конструкций, особенностей реальных электрических машин. Это сделано для того, чтобы уверенно пользоваться моделями электрических машин от совсем простых до весьма сложных, чтобы сэкономить время на получение этих моделей, пользуясь готовыми результатами, и чтобы уверенно встречаться с новыми, неканонизированными электромеханическими преобразователями или с новыми задачами, относящимися к электромеханическому преобразованию энергии в электроприводе.

1.3. Обобщенная электрическая машина

Положения и допущения

В конце 50-х годов XX-го века два американских профессора Давид Уайт и Херберт Вудсон предложили представлять любые электромеханические преобразователи в виде обобщенной электрической машины (или, правильнее, электромагнитной машины) [3]. В основу машины положена абстрактная электромагнитная конструкция с двухфазным явнополюсным статором и двухфазным неявнополюсным ротором. Было доказано, что любую n -фазную машину можно свести к двухфазной путем фазных преобразований.

Машина создавалась во времена, когда господствовал привод постоянного тока, поэтому именно статор был явнополюсным, как и положено таким машинам, а ротор был гладким. Для явнополюсных синхронных машин, где ротор должен иметь явно выраженные полюса, Уайт и Вудсон предлагали рассматривать обращенную машину. Машина Уайта и Вудсона имеет необходимое число пар полюсов, что определяет коэффициент электромеханической редукции, но мы будем всегда рассматривать машину с одной парой полюсов. Вводится ряд допущений, упрощающих расчеты процессов в машине, например, что машина линейна (не имеет насыщения). Машина имеет синусоидальную линейную плотность витков от угла, что влечет за собой синусоидальность магнитной индукции. На самом деле конструкторы прилагают немало усилий, чтобы распределить обмотку и сделать индукцию в зазоре максимально близкой к синусо-

идальной, что делает машину более эффективной при синусоидальном питании. Кроме этого машина имеет сглаженные полюсные выступы, а изменение магнитной проницаемости учитывается второй гармоникой в индуктивностях. Если машина имеет неявнополюсную конструкцию и на статоре, и на роторе, то вторая гармоника в индуктивностях будет отсутствовать.

Мы заранее обратим конструкцию машины, чтобы иметь возможность без дополнительных преобразований рассматривать явнополюсную синхронную машину. Более того, машина будет иметь одну пару полюсов, и моменты и скорости в ней будут называться электрическими.

Следует ввести новое понятие — электрический момент. Электрический момент связан с привычным нам моментом (или механическим моментом) на валу двигателя так же, как электрическая скорость двигателя связана с механической. По сути, это момент, приведенный к электрической скорости вращения двигателя. Далее, кроме случаев, о которых будет сказано дополнительно, все скорости и моменты являются электрическими, что упрощает формулы: из всех формул всех двигателей исчезает p — число пар полюсов. Это решает проблемы с балансом мощности, так как во многих книгах уравнения электрического равновесия фаз записаны с использованием электрических скоростей, а уравнение момента фигурирует всегда в механических координатах. Поэтому важно один раз определить, что электрическая часть живет в своих координатах, а механическая часть в своих, и приводятся они друг к другу через число пар полюсов машины.

Уравнения обобщенной электрической машины

Рассмотрим конструкцию машины, изображенной на рис. 1.5. Оси α , β связаны с неподвижным статором, на котором намотаны две ортогональные обмотки. На рис. 1.5, *а* обмотки представлены сосредоточенными катушками. Кругом с крестиком обозначен «входящий» в плоскость рисунка ток, а кружком с точкой — выходящий. Катушка фазы α располагается боком к наблюдателю и формирует поле по направлению оси α . На рис. 1.5, *б* эта же электромеханическая система представлена в виде электрических цепей, расположенных в пространстве. Изображенная на оси α статора индуктивность также создает поле по направлению этой оси. Для упрощения

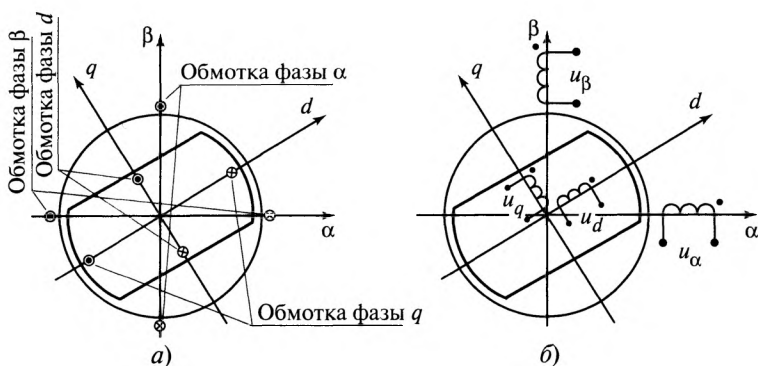


Рис. 1.5. Конструкция обобщенной электрической машины

рисунка активные сопротивления обмоток не показаны. Уравнения для этих обмоток ничем не отличаются от выражения (1.1):

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} &= i_{s\alpha} R_s + \frac{d\Psi_{s\alpha}}{dt}; \\ u_{s\beta} &= i_{s\beta} R_s + \frac{d\Psi_{s\beta}}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (1.54)$$

где $u_{s\alpha}$ — напряжение статора фазы α ; $u_{s\beta}$ — напряжение статора фазы β ; $i_{s\alpha}$ — ток статора фазы α ; $i_{s\beta}$ — ток статора фазы β ; R_s — сопротивление обмоток статора (в данном случае оно одинаково для фаз α и β); $\Psi_{s\alpha}$ — потокосцепление статора фазы α ; $\Psi_{s\beta}$ — потокосцепление статора фазы β .

Ротор машины может вращаться. Оси d , q связаны с положением ротора и его обмотками. Запишем уравнения для этих обмоток:

$$\left. \begin{aligned} u_{rd} &= i_{rd} R_r + \frac{d\Psi_{rd}}{dt}; \\ u_{rq} &= i_{rq} R_r + \frac{d\Psi_{rq}}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (1.55)$$

где u_{rd} — напряжение ротора фазы d ; u_{rq} — напряжение ротора фазы q ; i_{rd} — ток ротора фазы d ; i_{rq} — ток ротора фазы q ; R_r — сопротивление обмоток ротора (в данном случае оно одинаково для фаз d и q); Ψ_{rd} — потокосцепление ротора фазы d ; Ψ_{rq} — потокосцепление ротора фазы q .

Как видно, уравнения простые, но пока не хватает связи токов и потокосцеплений. Для этого надо записать индуктивности (собственные и взаимные).

Начнем с собственных индуктивностей статора. Фаза статора по оси α имеет переменную индуктивность, которая будет максимальной тогда, когда угол поворота ротора θ равен нулю или π (половине оборота). Тогда магнитное сопротивление будет минимальным, поскольку поток будет замыкаться через малый воздушный зазор (рис. 1.6, а). Если же ротор повернут на угол $\pi/2$ или $3\pi/2$ (четверть или три четверти оборота), то поток будет преодолевать магнитное сопротивление большого воздушного зазора (рис. 1.6, б). Индуктивность фазы статора по оси β будет меняться аналогичным образом, только максимум индуктивности будет соответствовать углам $\pi/2$ и $3\pi/2$, а минимум — 0 и π . Если теперь представить, что в среднем индуктивность фазы равна L_s , а изменение индуктивности из-за

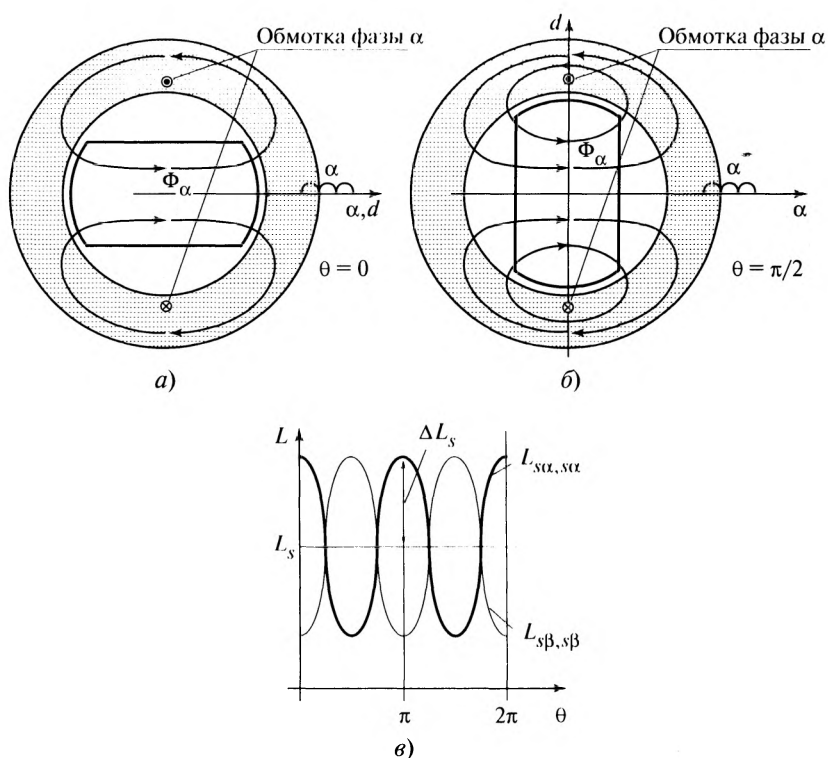


Рис. 1.6. Изменение собственной индуктивности фазы статора

изменения магнитного зазора составляет ΔL_s (рис. 1.6, в), то уравнения запишутся следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} L_{s\alpha, s\alpha} &= L_s + \Delta L_s \cos 2\theta; \\ L_{s\beta, s\beta} &= L_s - \Delta L_s \cos 2\theta. \end{aligned} \right\} \quad (1.56)$$

Первый индекс индуктивности указывает, составляющую какого потокоцепления формирует данная индуктивность, а второй индекс определяет, от какого тока она формируется. Так, индуктивность $L_{s\alpha, s\alpha}$ формирует составляющую потокоцепления статора фазы α от тока статора фазы α .

Теперь определим, взаимодействуют ли между собой фазы статора? Для этого повернем ротор двигателя на небольшой угол, как показано на рис. 1.7, а, и подадим ток в фазу α . Возникший поток замыкается через ротор, но видно, что поток немного перекошен. Если увеличить зоны около полюсов ротора (рис. 1.7, б), оказывается, что в левой части рисунка большее число линий потока находится ниже витков обмотки фазы β , а с правой стороны — выше. Это говорит о том, что при нарастании потока в фазе α возникнет его изменение и через контур фазы β , т.е. между фазами, есть индуктивная связь. Очевидно, что минимальной эта связь окажется при углах положения ротора $0, \pi/2, \pi$ и $3\pi/2$, когда магнитная система оказывается симметричной и такого перекоса линий потока не возникает. При небольшом положительном угле поток фазы α сонаправлен с положительным направлением потока фазы β , а следовательно, взаимная индуктивность будет положительной. При малых отрицательных углах поток развернется в противоположную сторону и индуктивность будет отрицательной, поэтому для математического

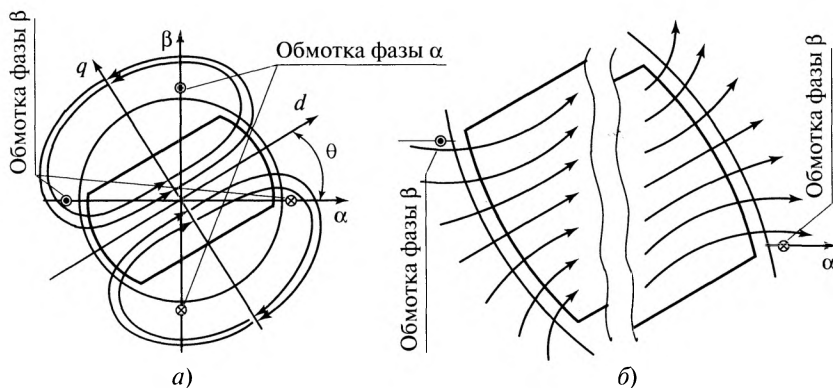


Рис. 1.7. Определение взаимоиндуктивностей фаз статора

представления изменения данной индуктивности подходит функция синуса. Как было показано выше, график индуктивности будет проходить ноль в четырех точках, таким образом, следует использовать функцию синуса двойного угла, а изменение взаимоиндуктивности фаз статора будет описано следующим уравнением:

$$L_{s\alpha, s\beta} = L_{s\beta, s\alpha} = \Delta L_s \sin 2\theta. \quad (1.57)$$

Теперь рассмотрим собственные индуктивности фаз ротора (рис. 1.8). Обмотка фазы d формирует поток, который всегда замыкается через область малого зазора, и при вращении ротора проводимость этой магнитной цепи неизменна, а следовательно, индуктивность постоянна. Обмотка фазы q формирует поток, замыкающийся через область большого зазора, его индуктивность также постоянна. Чтобы записать выражения индуктивностей по аналогии с уравнениями индуктивностей статора, будем использовать значение средней индуктивности ротора L_r и ее изменения ΔL_r :

$$\left. \begin{aligned} L_{rd, rd} &= L_r + \Delta L_r; \\ L_{rq, rq} &= L_r - \Delta L_r. \end{aligned} \right\} \quad (1.58)$$

Потоки от фазы d и q симметричны и ортогональны, т.е. взаимная индуктивность этих фаз равна нулю:

$$L_{rd, rq} = L_{rq, rd} = 0. \quad (1.59)$$

Теперь осталось рассмотреть взаимные индуктивности фаз статора и ротора. Фаза статора α и фаза ротора d имеют максимальную взаимоиндуктивность при нулевом угле положения ротора. В этом случае весь поток, создаваемый, например, фазой α (за исключением потока рассеяния) замкнется через витки обмотки фазы ротора d .

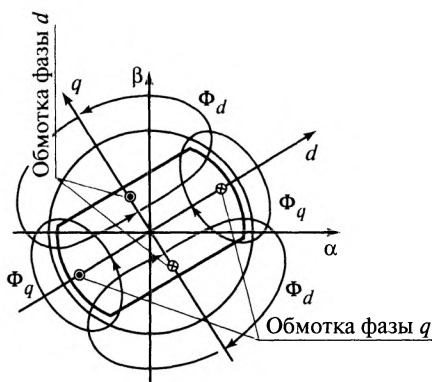


Рис. 1.8. Определение собственных индуктивностей обмоток ротора

Если постепенно вращать ротор против часовой стрелки (положительное изменение угла), то взаимоиндуктивность будет падать и станет равной нулю при угле $\pi/2$, когда фаза статора α и ротора d станут перпендикулярны друг другу. При дальнейшем увеличении угла взаимоиндуктивность станет отрицательной и достигнет минимального значения при угле π , когда обмотка статора α будет противонаправлена с обмоткой ротора d .

Индуктивная связь фазы статора β с фазой ротора d изменяется аналогичным образом, но максимальной взаимной индуктивности соответствует положение ротора $\pi/2$. Изменение индуктивности будет таким же, как и в предыдущем случае.

Фаза ротора q , создавая магнитное поле, всегда работает со статором через больший зазор, чем фаза d , поэтому изменение взаимных индуктивностей здесь будет меньше. Систему взаимоиндуктивностей обобщенной машины можно записать следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} L_{s\alpha, rd} &= (L_m + \Delta L_m) \cos \theta; \\ L_{s\beta, rd} &= (L_m + \Delta L_m) \sin \theta; \\ L_{s\alpha, rq} &= -(L_m - \Delta L_m) \sin \theta; \\ L_{s\beta, rq} &= (L_m - \Delta L_m) \cos \theta. \end{aligned} \right\} \quad (1.60)$$

Имея выражения для индуктивностей, можно записать уравнения связи токов и потокосцеплений:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{s\alpha} &= L_{s\alpha, s\alpha} i_{s\alpha} + L_{s\alpha, s\beta} i_{s\beta} + L_{s\alpha, rd} i_{rd} + L_{s\alpha, rq} i_{rq}; \\ \psi_{s\beta} &= L_{s\beta, s\alpha} i_{s\alpha} + L_{s\beta, s\beta} i_{s\beta} + L_{s\beta, rd} i_{rd} + L_{s\beta, rq} i_{rq}; \\ \psi_{rd} &= L_{rd, s\alpha} i_{s\alpha} + L_{rd, s\beta} i_{s\beta} + L_{rd, rd} i_{rd} + L_{rd, rq} i_{rq}; \\ \psi_{rq} &= L_{rq, s\alpha} i_{s\alpha} + L_{rq, s\beta} i_{s\beta} + L_{rq, rd} i_{rd} + L_{rq, rq} i_{rq}. \end{aligned} \right\} \quad (1.61)$$

Так как выражения получаются достаточно громоздкими, то в некоторых случаях удобнее пользоваться матричными выражениями:

$$\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = \mathbf{L} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.62)$$

где

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_s + \Delta L_s \cos 2\theta & \Delta L_s \sin 2\theta & (L_m + \Delta L_m) \cos \theta & -(L_m - \Delta L_m) \sin \theta \\ \Delta L_s \sin 2\theta & L_s - \Delta L_s \cos 2\theta & (L_m + \Delta L_m) \sin \theta & (L_m - \Delta L_m) \cos \theta \\ (L_m + \Delta L_m) \cos \theta & (L_m + \Delta L_m) \sin \theta & L_r + \Delta L_r & 0 \\ -(L_m - \Delta L_m) \sin \theta & (L_m - \Delta L_m) \cos \theta & 0 & L_r - \Delta L_r \end{bmatrix}.$$

Для неявнополюсных машин индуктивности не будут содержать составляющих, обусловленных изменением воздушного зазора, т.е. в уравнениях будут отсутствовать члены ΔL_s , ΔL_r и ΔL_m . Тогда матрица индуктивностей запишется в виде

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m \cos \theta & -L_m \sin \theta \\ 0 & L_s & L_m \sin \theta & L_m \cos \theta \\ L_m \cos \theta & L_m \sin \theta & L_r & 0 \\ -L_m \sin \theta & L_m \cos \theta & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad (1.63)$$

Найдем уравнение момента для неявнополюсной машины. Для этого воспользуемся уравнением (1.34) и запишем отдельные его составляющие. Изменение электромагнитной энергии:

$$dW_{\text{эм}} = i_{s\alpha} d\Psi_{s\alpha} + i_{s\beta} d\Psi_{s\beta} + i_{rd} d\Psi_{rd} + i_{rq} d\Psi_{rq}. \quad (1.64)$$

Чтобы упростить математические выкладки, примем, что токи постоянны (как было показано выше, их изменения не влияют на момент) и $di = 0$, тогда

$$\begin{aligned} dW_{\text{эм}} = & i_{s\alpha} (i_{s\alpha} \underline{\underline{dL_{s\alpha, s\alpha}}} + i_{s\beta} \underline{\underline{dL_{s\alpha, s\beta}}} + i_{rd} dL_{s\alpha, rd} + i_{rq} dL_{s\alpha, rq}) + \\ & + i_{s\beta} (i_{s\alpha} \underline{\underline{dL_{s\beta, s\alpha}}} + i_{s\beta} \underline{\underline{dL_{s\beta, s\beta}}} + i_{rd} dL_{s\beta, rd} + i_{rq} dL_{s\beta, rq}) + \\ & + i_{rd} (i_{s\alpha} dL_{rd, s\alpha} + i_{s\beta} dL_{rd, s\beta} + i_{rd} \underline{\underline{dL_{rd, rd}}} + i_{rq} dL_{rd, rq}) + \\ & + i_{rq} (i_{s\alpha} dL_{rq, s\alpha} + i_{s\beta} dL_{rq, s\beta} + i_{rd} \underline{\underline{dL_{rq, rd}}} + i_{rq} \underline{\underline{dL_{rq, rq}}}) . \end{aligned} \quad (1.65)$$

Чертой выделены индуктивности, равные нулю, а двойной чертой — константы. С учетом этого выражение (1.65) упрощается:

$$\begin{aligned} dW_{\text{эм}} = & + i_{s\alpha} (i_{rd} dL_{s\alpha, rd} + i_{rq} dL_{s\alpha, rq}) + i_{s\beta} (i_{rd} dL_{s\beta, rd} + i_{rq} dL_{s\beta, rq}) + \\ & + i_{rd} (i_{s\alpha} dL_{rd, s\alpha} + i_{s\beta} dL_{rd, s\beta}) + i_{rq} (i_{s\alpha} dL_{rq, s\alpha} + i_{s\beta} dL_{rq, s\beta}) = \end{aligned}$$

$$= 2 (i_{s\alpha} i_{rd} dL_{s\alpha, rd} + i_{s\beta} i_{rd} dL_{s\beta, rd} + i_{s\alpha} i_{rq} dL_{s\alpha, rq} + i_{s\beta} i_{rq} dL_{s\beta, rq}). \quad (1.66)$$

Теперь запишем уравнение энергии поля:

$$W_{\text{поля}} = \frac{L_{s\alpha, s\alpha}}{2} i_{s\alpha}^2 + \frac{L_{s\beta, s\beta}}{2} i_{s\beta}^2 + \frac{L_{rd, rd}}{2} i_{rd}^2 + \frac{L_{rq, rq}}{2} i_{rq}^2 + \\ + \frac{L_{s\alpha, s\beta}}{2} i_{s\alpha} i_{s\beta} + \frac{L_{rd, rq}}{2} i_{rd} i_{rq} + \\ + L_{s\alpha, rd} i_{s\alpha} i_{rd} + L_{s\alpha, rq} i_{s\alpha} i_{rq} + L_{s\beta, rd} i_{s\beta} i_{rd} + L_{s\beta, rq} i_{s\beta} i_{rq}. \quad (1.67)$$

Чертой выделены индуктивности, равные нулю, а двойной чертой — составляющие, являющиеся константами при неизменных токах. Выразим изменение энергии поля из (1.67):

$$dW_{\text{поля}} = i_{s\alpha} i_{rd} dL_{s\alpha, rd} + i_{s\alpha} i_{rq} dL_{s\alpha, rq} + i_{s\beta} i_{rd} dL_{s\beta, rd} + i_{s\beta} i_{rq} dL_{s\beta, rq}. \quad (1.68)$$

Теперь подставим (1.66) и (1.68) в (1.34), тогда электрический момент будет:

$$M = \frac{i_{s\alpha} i_{rd} dL_{s\alpha, rd} + i_{s\alpha} i_{rq} dL_{s\alpha, rq} + i_{s\beta} i_{rd} dL_{s\beta, rd} + i_{s\beta} i_{rq} dL_{s\beta, rq}}{d\theta}, \quad (1.69)$$

где $L_{s\alpha, rd} = L_m \cos \theta$, $L_{s\alpha, rq} = -L_m \sin \theta$, $L_{s\beta, rd} = L_m \sin \theta$ и $L_{s\beta, rq} = -L_m \cos \theta$. Продифференцировав выражение (1.69), получим:

$$M = L_m (-i_{s\alpha} i_{rd} \sin \theta - i_{s\alpha} i_{rq} \cos \theta + i_{s\beta} i_{rd} \cos \theta - i_{s\beta} i_{rq} \sin \theta) = \\ = L_m [(i_{s\beta} i_{rd} - i_{s\alpha} i_{rq}) \cos \theta - (i_{s\alpha} i_{rd} - i_{s\beta} i_{rq}) \sin \theta]. \quad (1.70)$$

Данное выражение не слишком удобно для восприятия и использования, но это уже, в определенном смысле, прогресс, так как мы получили полное описание двухфазной машины. Теперь необходимо лишь выполнить некоторые важные преобразования, которые позволят записать уравнения в более удобном виде.

Координатные преобразования

До сих пор мы работали с переменными фаз статора и ротора. В ортогональных осях α , β формировались напряжения, токи и потоко-сцепления статора, а в ортогональных осях d , q , повернутых относительно осей α , β на угол θ , — напряжения, токи и потоко-сцепления ротора двигателя. Напряжения, токи и потоко-сцепления можно представить в виде векторов, поэтому эти вектора можно описать в произ-

вольной системе координат. Например, можно определить токи ротора в координатах α, β , и, наоборот, — токи статора можно записать в координатах d, q . Перевод векторов из одних координат в другие выполняется координатными преобразованиями. Так, в курсе высшей математики уже изучались координатные преобразования и осуществлялся перевод векторов из полярных координат в ортогональные и наоборот. Здесь имеется необходимость поэкспериментировать с поворотом координатных осей.

Для преобразования вектора из осей α, β в некоторую произвольную систему координат u, v , повернутую относительно α, β на угол θ_k , необходимо спроецировать составляющие вектора по осям α, β на оси u, v и сложить получившиеся проекции по каждой из осей, как это показано на рис. 1.9. Уравнения преобразования запишутся следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} x_u &= x_\alpha \cos \theta_k + x_\beta \sin \theta_k; \\ x_v &= -x_\alpha \sin \theta_k + x_\beta \cos \theta_k. \end{aligned} \right\} \quad (1.71)$$

Обратные преобразования будут иметь вид

$$\left. \begin{aligned} x_\alpha &= x_u \cos \theta_k - x_v \sin \theta_k; \\ x_\beta &= x_u \sin \theta_k + x_v \cos \theta_k. \end{aligned} \right\} \quad (1.72)$$

Необходимость введения произвольных осей u, v заключается в том, что кроме осей α, β и d, q может существовать произвольное количество координат, которые в том или ином случае удобно использовать. Например, при анализе процессов в асинхронных электроприводах применяют координаты x, y (в западной литературе они зачастую остаются координатами d, q), связанные с направлением вектора потокосцепления ротора.

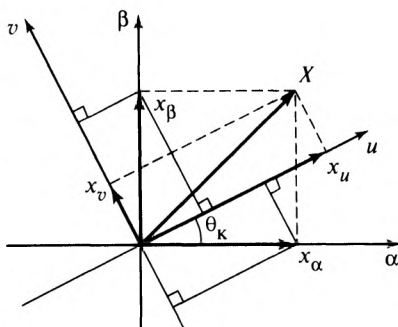


Рис. 1.9. Проецирование составляющих вектора при координатных преобразованиях

Преобразования уравнений обобщенной электрической машины

Проведем некоторые преобразования уравнений обобщенной машины, чтобы упростить полученные ранее результаты. Выведем выражения для потокосцеплений с параметрами, заданными в одних координатных осях. Для этого запишем исходные уравнения:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{s\alpha} &= L_s i_{s\alpha} + L_m i_{rd} \cos \theta - L_m i_{rq} \sin \theta; \\ \Psi_{s\beta} &= L_s i_{s\beta} + L_m i_{rd} \sin \theta + L_m i_{rq} \cos \theta; \\ \Psi_{rd} &= L_m i_{s\alpha} \cos \theta + L_m i_{s\beta} \sin \theta + L_r i_{rd}; \\ \Psi_{rq} &= -L_m i_{s\alpha} \sin \theta + L_m i_{s\beta} \cos \theta + L_r i_{rq}. \end{aligned} \right\} \quad (1.73)$$

Теперь заменим все переменные в осях d, q на их проекции в осях α, β по уравнениям (1.71):

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{s\alpha} &= L_s i_{s\alpha} + L_m (i_{r\alpha} \cos \theta + i_{r\beta} \sin \theta) \cos \theta - \\ &\quad - L_m (-i_{r\alpha} \sin \theta + i_{r\beta} \cos \theta) \sin \theta; \\ \Psi_{s\beta} &= L_s i_{s\beta} + L_m (i_{r\alpha} \cos \theta + i_{r\beta} \sin \theta) \sin \theta + \\ &\quad + L_m (-i_{r\alpha} \sin \theta + i_{r\beta} \cos \theta) \cos \theta; \\ \Psi_{r\alpha} \cos \theta + \Psi_{r\beta} \sin \theta &= L_m i_{s\alpha} \cos \theta + L_m i_{s\beta} \sin \theta + L_r i_{rd}; \\ -\Psi_{r\alpha} \sin \theta + \Psi_{r\beta} \cos \theta &= -L_m i_{s\alpha} \sin \theta + L_m i_{s\beta} \cos \theta + L_r i_{rq}. \end{aligned} \right\} \quad (1.74)$$

Первые два выражения упрощаются. С третьим и четвертым надо проделать следующие операции: домножить третье выражение на $\cos \theta$, а нижнее — на $\sin \theta$ и вычесть четвертое из третьего — после упрощения будет получено выражение для $\Psi_{r\alpha}$; домножить третье выражение на $\sin \theta$, а четвертое — на $\cos \theta$ и сложить — будет получено выражение для $\Psi_{r\beta}$. После преобразований система уравнений будет выглядеть следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{s\alpha} &= L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha}; \\ \Psi_{s\beta} &= L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta}; \\ \Psi_{r\alpha} &= L_m i_{s\alpha} + L_r i_{r\alpha}; \\ \Psi_{r\beta} &= L_m i_{s\beta} + L_r i_{r\beta}. \end{aligned} \right\} \quad (1.75)$$

Аналогичные выводы можно получить, приведя уравнения к параметрам в осях d, q или любых других осях:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{sd} &= L_s i_{sd} + L_m i_{rd}; \\ \Psi_{sq} &= L_s i_{sq} + L_m i_{rq}; \\ \Psi_{rd} &= L_m i_{sd} + L_r i_{rd}; \\ \Psi_{rq} &= L_m i_{sq} + L_r i_{rq}. \end{aligned} \right\} \quad (1.76)$$

Упростим уравнение момента (1.70), заменив все величины в осях d, q на их проекции в осях α, β по уравнениям (1.71):

$$\begin{aligned} M &= L_m [i_{s\beta}(i_{r\alpha} \cos \theta + i_{r\beta} \sin \theta) - i_{s\alpha}(-i_{r\alpha} \sin \theta + i_{r\beta} \cos \theta)] \cos \theta - \\ &- L_m [i_{s\alpha}(i_{r\alpha} \cos \theta + i_{r\beta} \sin \theta) + i_{s\beta}(-i_{r\alpha} \sin \theta + i_{r\beta} \cos \theta)] \sin \theta = \\ &= L_m i_{s\beta} i_{r\alpha} \cos^2 \theta + \underline{L_m i_{s\beta} i_{r\beta} \sin \theta \cos \theta} + \underline{L_m i_{s\alpha} i_{r\alpha} \sin \theta \cos \theta} - \\ &- \underline{L_m i_{s\alpha} i_{r\beta} \cos^2 \theta} - \underline{L_m i_{s\alpha} i_{r\alpha} \cos \theta \sin \theta} - \underline{L_m i_{s\alpha} i_{r\beta} \sin^2 \theta} + \\ &+ \underline{L_m i_{s\beta} i_{r\alpha} \sin^2 \theta} - \underline{L_m i_{s\beta} i_{r\beta} \cos \theta \sin \theta}. \end{aligned} \quad (1.77)$$

Одной и двумя чертами выделены члены, которые сократятся, а остальные содержат квадраты синусов и косинусов, и после группировки и упрощения получим:

$$M = L_m (i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta}). \quad (1.78)$$

Выразим роторные токи из (1.75):

$$\left. \begin{aligned} i_{r\alpha} &= \frac{\Psi_{s\alpha} - L_s i_{s\alpha}}{L_m}; \\ i_{r\beta} &= \frac{\Psi_{s\beta} - L_s i_{s\beta}}{L_m}. \end{aligned} \right\} \quad (1.79)$$

а потом подставим их в уравнение момента (1.78):

$$M = L_m \left(i_{s\beta} \frac{\Psi_{s\alpha} - L_s i_{s\alpha}}{L_m} - i_{s\alpha} \frac{\Psi_{s\beta} - L_s i_{s\beta}}{L_m} \right), \quad (1.80)$$

что после упрощения даст довольно простую формулу момента:

$$M = \Psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{s\beta} i_{s\alpha}. \quad (1.81)$$

Остается определиться с преобразованиями уравнений электрического равновесия. Вначале рассмотрим преобразование уравнений

ротора к координатам α, β . Исходные выражения (1.55) после замены переменных из (1.72) примут вид

$$\left. \begin{aligned} u_{r\alpha} \cos \theta + u_{r\beta} \sin \theta &= (i_{r\alpha} \cos \theta + i_{r\beta} \sin \theta) R_r + \\ &+ \frac{d(\Psi_{r\alpha} \cos \theta + \Psi_{r\beta} \sin \theta)}{dt}; \\ -u_{r\alpha} \sin \theta + u_{r\beta} \cos \theta &= (-i_{r\alpha} \sin \theta + i_{r\beta} \cos \theta) R_r + \\ &+ \frac{d(-\Psi_{r\alpha} \sin \theta + \Psi_{r\beta} \cos \theta)}{dt}; \end{aligned} \right\} \quad (1.82)$$

Теперь необходимо взять производную по двум переменным в правой части системы уравнений:

$$\left. \begin{aligned} u_{r\alpha} \cos \theta + u_{r\beta} \sin \theta &= (i_{r\alpha} \cos \theta + i_{r\beta} \sin \theta) R_r + \\ &+ \cos \theta \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} + \sin \theta \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \Psi_{r\alpha} \sin \theta + \frac{d\theta}{dt} \Psi_{r\beta} \cos \theta; \\ -u_{r\alpha} \sin \theta + u_{r\beta} \cos \theta &= (-i_{r\alpha} \sin \theta + i_{r\beta} \cos \theta) R_r - \\ &- \sin \theta \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} + \cos \theta \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \Psi_{r\alpha} \cos \theta - \frac{d\theta}{dt} \Psi_{r\beta} \sin \theta, \end{aligned} \right\} \quad (1.83)$$

после чего домножить первое уравнение на $\cos \theta$, а второе — на $(-\sin \theta)$ и сложить, что даст выражение для $u_{r\alpha}$, затем домножить первое выражение на $\sin \theta$, а второе — на $\cos \theta$ и сложить, что даст выражение для $u_{r\beta}$:

$$\left. \begin{aligned} u_{r\alpha} &= i_{r\alpha} R_r + \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} + \omega \Psi_{r\beta}; \\ u_{r\beta} &= i_{r\beta} R_r + \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} - \omega \Psi_{r\alpha}, \end{aligned} \right\} \quad (1.84)$$

где ω — электрическая угловая скорость двигателя.

Аналогичным способом можно получить уравнения электрического равновесия, приведенные к произвольным осям u, v :

$$\left. \begin{aligned} u_{su} &= i_{su} R_s + \frac{d\Psi_{su}}{dt} - \omega_k \Psi_{sv}; \\ u_{sv} &= i_{sv} R_s + \frac{d\Psi_{sv}}{dt} + \omega_k \Psi_{su}; \\ u_{ru} &= i_{ru} R_r + \frac{d\Psi_{ru}}{dt} - (\omega_k - \omega) \Psi_{rv}; \\ u_{rv} &= i_{rv} R_r + \frac{d\Psi_{rv}}{dt} + (\omega_k - \omega) \Psi_{ru}, \end{aligned} \right\} \quad (1.85)$$

где ω_k — электрическая угловая скорость координатных осей.

Здесь мы получили все выражения, необходимые для дальнейшей работы с обобщенной электрической машиной. Осталось решить вопрос преобразования промышленной трехфазной машины к двухфазной, представленной в выведенных уравнениях.

Фазные преобразования

Когда записывались уравнения для координатных преобразований, то говорилось, что ток статора в ортогональных координатах α , β может быть представлен в любых других координатах, таких как d , q или x , y и др. Так как большинство выпускаемых машин переменного тока трехфазные, то необходимо определить правила перехода от трехфазной системы настоящих промышленных машин к двухфазной обобщенной электрической машине.

Переход может осуществляться по одному из трех основных методов:

- равенства пространственных векторов электрических величин;
- равенства мощностей двухфазной и трехфазной машин;
- равенства амплитуд мгновенных значений электрических величин.

Наибольшее распространение получили второй и третий методы. Метод равенства мощностей удобен тем, что мощность трехфазной машины в расчетах будет равна мощности двухфазной, но на этом все преимущества заканчиваются, так как у машин будут разные токи и питающие напряжения, что вызывает проблемы с интерпретацией результатов. Поэтому сейчас наибольшее распространение получил метод равенства амплитуд мгновенных значений электрических величин.

Он характеризуется тем, что токи, напряжения и потокосцепления фаз трехфазного двигателя равны соответствующим величинам в двухфазной машине. При этом все параметры фазы A полностью совпадают с параметрами фазы α . Единственное отличие двухфазной машины в том, что она развивает момент в полтора раза меньший, чем трехфазная, однако это может быть учтено коэффициентом $3/2$ в уравнении момента машины.

Для получения уравнений воспользуемся рис. 1.10.

Уравнения

$$\left. \begin{aligned} x_A &= x_\alpha; \\ x_B &= -\frac{1}{2}x_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}x_\beta; \\ x_C &= -\frac{1}{2}x_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}x_\beta \end{aligned} \right\} \quad (1.86)$$

определяют переход из двухфазной системы в трехфазную.

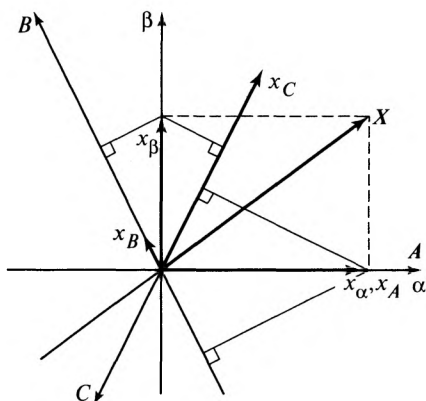


Рис. 1.10. Проецирование составляющих вектора при фазных преобразованиях

Здесь действует правило, что сумма всех величин в трехфазной системе равна нулю:

$$x_A + x_B + x_C = 0. \quad (1.87)$$

Обратное фазное преобразование можно получить из системы (1.86):

$$\left. \begin{aligned} x_\alpha &= x_A; \\ x_\beta &= -\frac{1}{\sqrt{3}} x_A + \frac{2}{\sqrt{3}} x_B. \end{aligned} \right\} \quad (1.88)$$

Уравнения связи трех- и двухфазных машин

При исследовании систем на базе рассмотренной нами обобщенной электрической машины следует четко понимать, с какими величинами она работает в электрической и механической частях. Так, мгновенная мощность, потребляемая двухфазной машиной из сети:

$$P_{\perp \text{сети}} = u_{s\alpha} i_{s\alpha} + u_{s\beta} i_{s\beta}. \quad (1.89)$$

В этом выражении потребителями (или источниками) мощности являются две фазы двухфазного двигателя. Реальная трехфазная машина будет потреблять (или генерировать) энергию тремя фазами, поэтому

$$P_{\Delta \text{сети}} = \frac{3}{2} P_{\perp \text{сети}}. \quad (1.90)$$

Такое же замечание следует сделать относительно моментов. По формуле (1.81) мы вычисляем момент двухфазной машины на угловой электрической скорости:

$$M_{\perp \text{эл}} = \Psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{s\beta} i_{s\alpha}. \quad (1.91)$$

Чтобы получить электрический момент трехфазной машины, надо воспользоваться формулой

$$M_{\Delta\text{эл}} = \frac{3}{2} (\Psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{s\beta} i_{s\alpha}). \quad (1.92)$$

Если мы хотим получить механический момент на валу трехфазного двигателя, то надо ввести в (1.92) число пар полюсов

$$M_{\Delta\text{мех}} = \frac{3}{2} p (\Psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{s\beta} i_{s\alpha}). \quad (1.93)$$

То же и со скоростями. Во всех уравнениях обобщенной машины, приведенных выше, использовался электрический угол и электрическая скорость. Для перевода электрической скорости в механическую необходимо учесть число пар полюсов машины. Тогда

$$\omega_{\text{мех}} = \omega_{\text{эл}} / p. \quad (1.94)$$

При этом произведение механического момента трехфазной машины на механическую скорость будет равно произведению электрического момента трехфазной машины на электрическую скорость, т.е. закон сохранения энергии работает.

Уравнение механики электропривода

$$M_{\Delta\text{мех}} = J_{\Delta\text{мех}} \frac{d\omega_{\text{мех}}}{dt} \quad (1.95)$$

можно записать как в механических координатах, так и в электрических:

$$M_{\perp\text{эл}} = J_{\perp\text{эл}} \frac{d\omega_{\text{эл}}}{dt}. \quad (1.96)$$

Уравнение для приведения момента инерции к угловой электрической скорости и двухфазной машины можно получить, преобразовав выражения (1.95) в (1.96):

$$\frac{3}{2} p M_{\perp\text{эл}} = J_{\Delta\text{мех}} \frac{d\omega_{\text{эл}}}{p dt}, \quad (1.97)$$

тогда

$$M_{\perp\text{эл}} = J_{\Delta\text{мех}} \frac{2}{3p^2} \frac{d\omega_{\text{эл}}}{dt}, \quad (1.98)$$

т.е.

$$J_{\perp\text{эл}} = J_{\Delta\text{мех}} \frac{2}{3p^2}. \quad (1.99)$$

Приведенные уравнения позволяют связать электрические параметры обобщенной машины с реальными механическими параметрами. Однако важно понимать, что каждый может устанавливать границу связи там, где ему удобно. Если мы строим систему управления

двигателем без датчика скорости, мы можем не задумываться о механической скорости и оценивать или задавать только электрическую скорость. Число пар полюсов в этом случае неважно. Но если мы работаем с технологическим объектом, где необходимо поддерживать заданное качество переходного процесса, ограничивать ускорения и рывки, то, очевидно, система управления должна пересчитывать момент, развиваемый двигателем, в физические координаты. Это несложно, главное не сделать ошибку на этапе приведения и не потерять какой-либо из коэффициентов, которые хоть и многочисленны, но вполне понятны.

Теперь пришло время посмотреть, как использовать уравнения обобщенной электрической машины для описания того или иного двигателя.

1.4. Модели типовых двигателей

Модель асинхронного двигателя на базе уравнений обобщенной электрической машины

Асинхронный двигатель питается со стороны статора. Его ротор сделаем короткозамкнутым. Тогда уравнения электрического равновесия обмоток запишутся следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} &= i_{s\alpha} R_s + \frac{d\Psi_{s\alpha}}{dt}; \\ u_{s\beta} &= i_{s\beta} R_s + \frac{d\Psi_{s\beta}}{dt}; \\ 0 &= i_{rd} R_r + \frac{d\Psi_{rd}}{dt}; \\ 0 &= i_{rq} R_r + \frac{d\Psi_{rq}}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (1.100)$$

Эти уравнения можно переписать в форме Коши, тогда они будут пригодны для численного интегрирования в каком-либо математическом пакете:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_{s\alpha}}{dt} &= u_{s\alpha} - i_{s\alpha} R_s; \\ \frac{d\Psi_{s\beta}}{dt} &= u_{s\beta} - i_{s\beta} R_s; \\ \frac{d\Psi_{rd}}{dt} &= -i_{rd} R_r; \\ \frac{d\Psi_{rq}}{dt} &= -i_{rq} R_r. \end{aligned} \right\} \quad (1.101)$$

Подаем напряжения на статорные обмотки и за вычетом падения напряжения на статорных и роторных обмотках интегрированием получаем потокосцепления, которые содержат величины в статорных α, β и роторных d, q осях, поэтому для получения токов с использованием простого уравнения, такого как (1.75), необходимо с помощью координатных преобразований из d, q в α, β получить потокосцепления ротора. Затем можно преобразовать выражение (1.75) для расчета токов двигателя. Для этого представим его в матричном виде:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{s\alpha} \\ \Psi_{s\beta} \\ \Psi_{r\alpha} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix}, \quad (1.102)$$

а потом выразим токи:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \Psi_{s\alpha} \\ \Psi_{s\beta} \\ \Psi_{r\alpha} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix}. \quad (1.103)$$

Обратную матрицу можно вычислить в каком-либо математическом пакете или вручную. Расчеты будут простыми, так как исходная матрица сильно прорежена нулями. Ее можно найти простыми преобразованиями над линейными уравнениями отдельно по оси α и отдельно по оси β . В результате получим:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{L_r}{L_m^2 - L_s L_r} & 0 & \frac{L_m}{L_m^2 - L_s L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{L_r}{L_m^2 - L_s L_r} & 0 & \frac{L_m}{L_m^2 - L_s L_r} \\ \frac{L_m}{L_m^2 - L_s L_r} & 0 & -\frac{L_s}{L_m^2 - L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{L_m^2 - L_s L_r} & 0 & -\frac{L_s}{L_m^2 - L_s L_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Psi_{s\alpha} \\ \Psi_{s\beta} \\ \Psi_{r\alpha} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix}. \quad (1.104)$$

Полученные с помощью (1.104) токи записаны в неподвижных осях α, β , и, чтобы роторные токи можно было использовать в урав-

нениях (1.101), необходимо выполнить их координатные преобразования из α, β в d, q . Для расчета падений напряжения на сопротивлениях обмоток, которые используются в уравнениях (1.101), вектор токов следует перемножить на диагональную матрицу сопротивлений:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}. \quad (1.105)$$

По формуле (1.91), которая использует имеющиеся потокоцепления статора и токи статора, можно рассчитать момент. Динамический момент, определяющий темп изменения угловой частоты, рассчитывается как разность между моментом, развиваемым двигателем, и моментом сопротивления. Угловое положение ротора получается путем интегрирования угловой частоты. Его значение используется в координатных преобразованиях. Результирующая схема представлена на рис. 1.11.

Если на входы модели подать синусоидальное и косинусоидальное напряжения частотой 50 Гц и амплитудой 312 В ($220\sqrt{2}$ В), то двигатель будет вести себя как при питании от сети. Динамическая механическая характеристика пуска такого двигателя представлена на рис. 1.12.

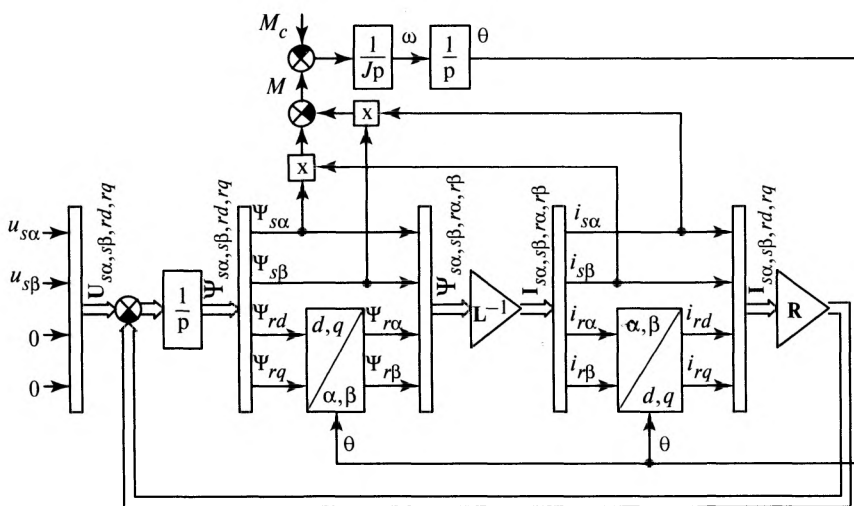


Рис. 1.11. Модель асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором:

p — оператор дифференцирования: $p = \frac{d}{dt}$; M_c — момент сопротивления

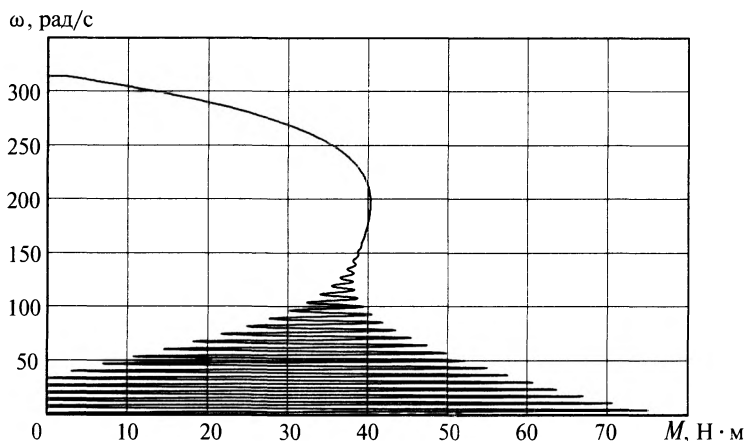


Рис. 1.12. Прямой пуск асинхронного двигателя по представленной модели

Модель неявнополюсного синхронного двигателя с постоянными магнитами на базе уравнений обобщенной электрической машины

Неявнополюсная синхронная машина с постоянными магнитами имеет в уравнениях потокосцепления постоянную составляющую $\Psi_{п.м.}$. Ее можно учесть в потокосцеплениях статора, добавив к составляющим, формируемым током статора через собственные индуктивности, проекции вектора потокосцепления постоянного магнита на оси α и β :

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{s\alpha} &= L_s i_{s\alpha} + \Psi_{п.м} \cos \theta; \\ \Psi_{s\beta} &= L_s i_{s\beta} + \Psi_{п.м} \sin \theta, \end{aligned} \right\} \quad (1.106)$$

где $\Psi_{п.м.}$ — составляющая потокосцепления статора от постоянного магнита на роторе. Так как ротор является магнитом, в записи его уравнений нет необходимости. Уравнения равновесия статора соответствуют системе уравнений (1.54), или в форме Коши:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_{s\alpha}}{dt} &= u_{s\alpha} - i_{s\alpha} R_s; \\ \frac{d\Psi_{s\beta}}{dt} &= u_{s\beta} - i_{s\beta} R_s. \end{aligned} \right\} \quad (1.107)$$

Итоговая модель представлена на рис. 1.13. Запустить ее в разомкнутой системе сложнее, так как двигатель плохо демпфирован.

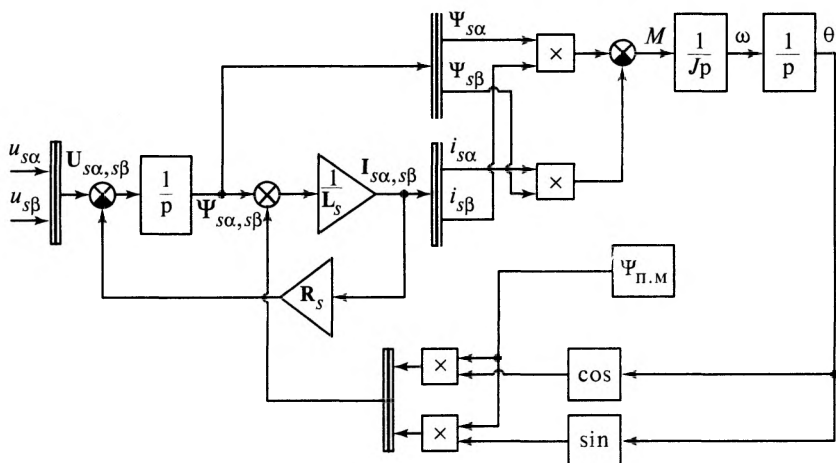


Рис. 1.13. Модель синхронного неявнополюсного двигателя с постоянными магнитами

Для пуска необходимо использовать либо вентильный режим, либо векторное управление или прямое управление моментом.

В случае если требуется сделать модель синхронной машины с обмоткой возбуждения, можно воспользоваться моделью, рассмотренной в разделе про асинхронный двигатель. В ней на обмотку ротора d подать напряжение возбуждения. Явнополюсную машину можно сделать, перейдя к полной матрице индуктивностей из (1.62).

Модель двигателя постоянного тока независимого возбуждения на базе уравнений обобщенной электрической машины

Пусть обмоткой возбуждения выступает фаза β статора. Питание якоря двигателя постоянного тока независимого возбуждения (ДПТНВ) будем осуществлять от преобразователя частоты, который будет выдавать напряжение на роторные обмотки обобщенной электрической машины так, чтобы вектор напряжения ротора всегда был по оси α . С учетом этих условий перепишем системы уравнений (1.54) и (1.84) :

$$\left. \begin{aligned} u_{s\beta} &= i_{s\beta} R_s + \frac{d\Psi_{s\beta}}{dt}; \\ u_{r\alpha} &= i_{r\alpha} R_r + \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} + \omega \Psi_{r\beta} \end{aligned} \right\} \quad (1.108)$$

и уравнения потокоцеплений:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{s\beta} &= L_s i_{s\beta} + L_m \underline{i_{r\beta}}; \\ \Psi_{r\alpha} &= L_m \underline{i_{s\alpha}} + L_r i_{r\alpha}; \\ \Psi_{r\beta} &= L_m i_{s\beta} + L_r \underline{i_{r\beta}}. \end{aligned} \right\} \quad (1.109)$$

В системе уравнений (1.109) подчеркнуты величины, равные нулю. Определим замены:

$$\begin{aligned} R_s &= R_{о.в}; L_s = L_{о.в}; \\ R_r &= R_{я}; L_r = L_{я}; \\ u_{s\beta} &= u_{о.в}; i_{s\beta} = i_{о.в}; \\ u_{r\alpha} &= u_{я}; i_{r\alpha} = i_{я}, \end{aligned} \quad (1.110)$$

где индекс «о.в» обозначает обмотку возбуждения, а индекс «я» относится к якору машины.

Перепишем уравнения (1.108), упростив и заменив в них параметры обобщенной машины на знакомые нам обозначения ДПТНВ:

$$\left. \begin{aligned} u_{о.в} &= i_{о.в} R_{о.в} + L_{о.в} \frac{di_{о.в}}{dt}; \\ u_{я} &= i_{я} R_{я} + L_{я} \frac{di_{я}}{dt} + k\Phi\omega, \end{aligned} \right\} \quad (1.111)$$

где $k\Phi = L_m i_{о.в}$ — коэффициент ЭДС, равный произведению потока Φ на конструктивный коэффициент двигателя k . Для ДПТНВ $k\Phi$ не употребляется раздельно.

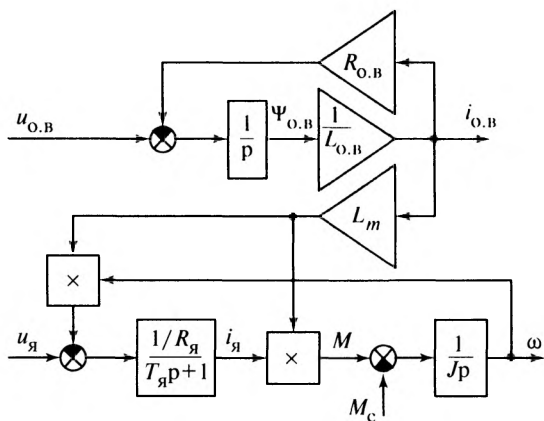


Рис. 1.14. Модель двигателя постоянного тока независимого возбуждения



Рис. 1.15. Динамическая механическая характеристика пуска ДПТНВ

Данные уравнения соответствуют известным нам уравнениям ДПТНВ, изученным в курсе «Электрический привод». Уравнение момента можно получить из (1.81), упростив выражение и избавившись от нулевых членов:

$$M = L_m i_{o.v} i_{я} = k \Phi i_{я}. \quad (1.112)$$

Модель двигателя постоянного тока представлена на рис. 1.14. Этой моделью мы будем пользоваться дальше для исследования большого числа систем управления. Сначала надо возбудить машину, подав напряжение на обмотку возбуждения, затем подадим питание на якорную цепь. Динамическая механическая характеристика пуска ДПТНВ представлена на рис. 1.15.

Если в условии задачи не требуется регулирование потока ДПТНВ, можно исключить из модели цепь обмотки возбуждения, заменив сигнал $L_m i_{o.v}$ на константу.

Выводы

В этой главе были рассмотрены подходы к получению уравнений произвольных электромеханических преобразователей энергии. При необходимости данный аппарат может быть применен для получения моделей других типов машин — постоянного тока смешанного и последовательного возбуждения, асинхронных с фазным ротором, огромного класса синхронных машин с регулируемым возбуждением или вентильно-индукторных. Необходимо отметить, что полученные модели тех трех двигателей, которые рассмотрены в данной книге,

записаны удобным образом для их численного моделирования в математических пакетах или с использованием методов численного интегрирования (Эйлера, Рунге-Кутта и др.) на языках высокого уровня.

Контрольные вопросы и задания

1. Какими будут траектории ab на рис. 1.2, b при очень медленном или очень быстром перемещении якоря?
2. Почему минимальное значение совершенной работы (к вопросу 1) не может быть равно нулю, если магнитопровод имеет очень малую массу?
3. Найти выражение момента от углового положения ротора (см. рис. 1.4) для симметричной системы с двумя обмотками, индуктивности которой определяются выражениями

$$\left. \begin{aligned} L_{11} = L_{22} &= 0,7 + 0,2 \cos 4\theta_{\text{мех}}; \\ L_{12} = L_{21} &= 0,4 \cos 2\theta_{\text{мех}} \end{aligned} \right\}$$

при условии что $i_1 = -i_2 = 0,5 \text{ A}$.

4. Индуктивность обмотки статора явнополюсной синхронной машины меняется по закону $L_{11} = 0,5 + 0,2 \sin 2\theta_{\text{мех}}$. Сколько пар полюсов имеет данная машина?
5. Индуктивность между обмоткой статора и ротора синхронной машины меняется по закону $L_{12} = -0,2 \sin 2\theta_{\text{мех}}$. Сколько пар полюсов имеет данная машина?
6. Напишите уравнения индуктивностей обобщенной электрической машины для случая явнополюсного статора и неявнополюсного ротора.
7. Запишите координатные преобразования из координат d, q в u, v и обратно.
8. Выполните самостоятельно выкладки, необходимые для получения системы уравнений (1.85).
9. Получите из уравнения (1.78) уравнение момента, выраженное через потокосцепления и токи ротора.
10. Получите уравнение момента в осях d, q , выраженное через потокосцепления и токи статора, а затем через токи и потокосцепления ротора.
11. Запишите систему уравнений для синхронной машины с возбуждением в обмотке ротора d и демпфирующей обмоткой на роторе q .
12. Промоделируйте частотный пуск двигателя в вопросе 11. Постройте динамическую механическую характеристику процесса пуска.

Глава 2

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Введение

В настоящее время почти каждый электропривод снабжен электрическим преобразователем. Например, шаговый привод в наручных часах, вентилятор системы охлаждения компьютера с вентиляльным двигателем, частотно-регулируемый электропривод насоса холодного водоснабжения и т.д.

Питание электропривода и соответственно электрического преобразователя осуществляется от сети с определенными электрическими параметрами. Это может быть сеть переменного или постоянного тока различной фазности. В электрическом транспорте встречаются вариации, когда питающие свойства контактной сети на пути следования электровоза изменяются на маршруте несколько раз: с переменного в постоянный ток, меняется уровень напряжения и его частота. Электрический преобразователь, принимающий (и иногда отдающий) энергию питающей сети, согласует ее параметры с требуемыми параметрами электрической машины. Обычно преобразователь состоит из пяти основных электротехнических элементов: транзисторов, работающих в ключевом режиме, диодов, электрических конденсаторов (емкостей), дросселей (индуктивных катушек) и резисторов (электрических сопротивлений). Первые два из пяти элементов позволяют осуществлять перенаправление энергии по задаваемому алгоритмом управления закону, индуктивные катушки и конденсаторы работают как накопители энергии, а резисторы служат демпфирующим элементом или используются для рассеивания энергии, которую в конкретной схеме не представляется возможным использовать по назначению.

Важно понимать, что единственный элемент электропривода, в работу которого может вмешиваться система управления — это силовой преобразователь. Система управления может включать или выключать транзистор (или тиристор и другие элементы), ничто другое ей недоступно. В то время как информация о параметрах работы электропривода может сниматься с любого элемента электропривода. Это могут быть параметры двигателя (токи, напряжения, температура, момент, ускорение, скорость, положение вала), рабочего органа

(ускорение, скорость, положение), питающей сети (токи, напряжения) или самого преобразователя (токи, напряжения и специальные параметры внутреннего состояния).

Развитие преобразовательной техники идет в сторону постоянного увеличения доли полупроводниковой составляющей в преобразователях. Это обуславливается снижением цены на полупроводниковые материалы, снижением напряжения на полупроводниковом переходе при разработке и освоении новых технологий изготовления транзисторов и диодов, что в итоге приводит к уменьшению потерь и соответственно снижению габаритов полупроводниковых элементов. Также увеличивается частота переключений транзисторов, что позволяет сокращать размеры конденсаторов и дросселей.

В то время как современное производство силовой электроники на кремниевой основе подошло к своему технологическому пределу, появились новые полупроводники. Карбид кремния (SiC) имеет напряжение пробоя примерно в 10 раз выше чем у чистого кремния и рабочие температуры до 400 °С, а это означает, что можно уменьшить размер охладителя, так как при росте рабочего перегрева (разницы между температурой прибора и окружающей среды) пропорционально увеличивается теплоотдача.

Устройства с карбидом кремния еще не освоили массовый рынок, а компания International Rectifier уже активно развивает альтернативу в виде нитрида галлия (GaN) [4], который обладает более чем в 10 раз лучшими характеристиками по сравнению с кремнием (рис. 2.1). Это

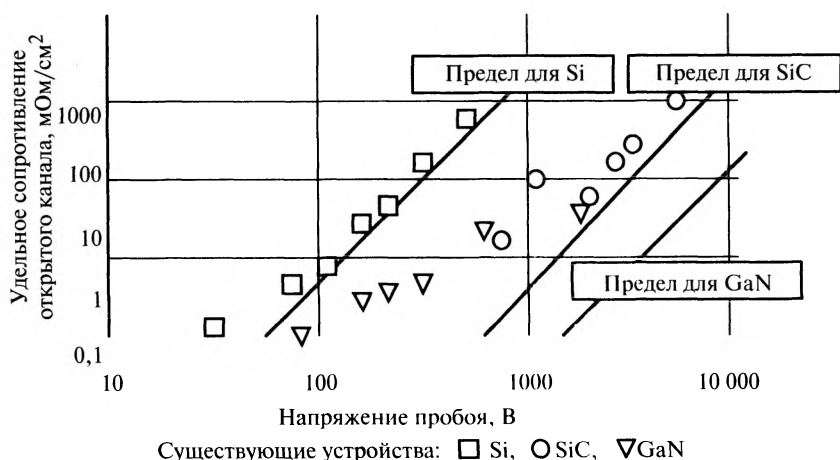


Рис. 2.1. Сравнение предельных характеристик приборов на базе Si (кремния), SiC (карбида кремния) и GaN (нитрида галлия) (по данным компании International Rectifier)

в 10 раз более низкие потери в проводящем состоянии и более чем в 10 раз высокая частота коммутаций. Промышленно уже выпускаются микросхемы источников питания в корпусе $7,7 \times 6,5 \times 1,7$ мм на входное напряжение до 13,2 В и выходное до 5,5 В на ток 30 А с частотой коммутации силового транзистора 3 МГц, что позволяет заменить дроссель выходного фильтра дорожкой печатной платы, на которой разведена схема, что существенно удешевляет и делает более компактным дизайн.

Цель данной главы — освещение конструкций и принципов работы современной преобразовательной электроники, построение моделей преобразователей для задач управления и законов управления ими. В главе будут рассмотрены особенности построения и расчета режимов работы преобразователей на полностью управляемых ключах. Преобразователи, выполненные на тиристорах, рассматриваться не будут, так как уже существует достаточное количество литературы по этому вопросу, а характеристики устройств, построенных на тиристорах, не позволяют реализовать большинства качественных законов управления электромеханическими преобразователями.

2.1. Пассивные элементы

Резистор

Резистор является адсорбентом электрической энергии. Его сопротивление измеряется в омах. На схемах резисторы обозначаются, как показано на рис. 2.2, а.

Физический смысл ома как единицы можно сформулировать следующим образом. **При приложении к резистору сопротивлением в 1 Ом напряжения в 1 В протекающий через него ток будет составлять 1 А.** При этом чем больше сопротивление резистора, тем меньший ток будет по нему протекать.

Уравнение, определяющее функциональную зависимость между током, напряжением и сопротивлением называется законом Ома:

$$i = u/R. \quad (2.1)$$

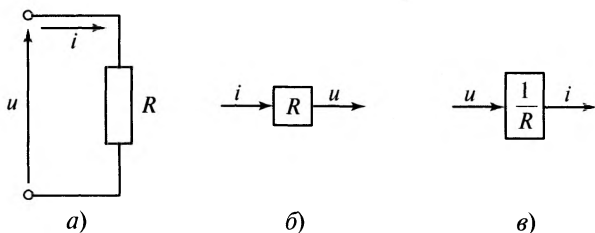


Рис. 2.2. Резистор

Передаточная функция сопротивления в прямом (рис. 2.2, б) и обратном (рис. 2.2, в) направлениях представляет собой усилитель. Анализ единиц измерения уравнения показывает, что

$$[\text{Ом}] = [\text{В/А}]. \quad (2.2)$$

Мощность, рассеиваемая сопротивлением, определяется по формуле

$$p_R = ui = (Ri)i = i^2 R = (u/R)^2 R = u^2/R. \quad (2.3)$$

При проектировании устройств следует учитывать, что резистор может характеризоваться не только сопротивлением, но и индуктивностью или емкостью. Так, индуктивность резисторов со спиральным проводником (например, типа МЛТ-2) вводит ограничения на применение их в цепях защит от импульсных перенапряжений или помех.

Конденсатор

Конденсатор способен накапливать заряд. Основным параметром конденсатора — его емкость, измеряющаяся в фарадах. На схемах конденсатор обозначается, как показано на рис. 2.3, а.

Физический смысл фарады как единицы можно сформулировать следующим образом. **При протекании через конденсатор емкостью 1 Ф тока в 1 А за время, равное 1 с, напряжение на его зажимах увеличивается на 1 В.** При этом, чем больше емкость конденсатора, тем большее значение тока необходимо для заряда емкости за то же время на ту же разницу напряжений.

Таким образом, идеальный конденсатор может быть представлен интегрирующим звеном, как показано на рис. 2.3, б. Ток, протекающий через конденсатор от положительного вывода к отрицательному, назовем током заряда или током входящим $i_{\text{ВХ}}$, а ток, протекающий через конденсатор от отрицательного вывода к положительному, назовем током разряда или выходящим током $i_{\text{ВЫХ}}$. Первый ток заряжает конденсатор, второй разряжает. Алгебраическая сумма этих

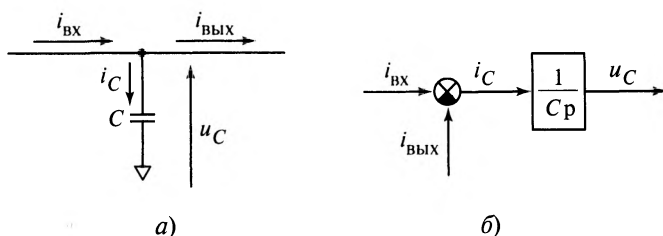


Рис. 2.3. Электрический конденсатор

двух токов с учетом знаков называется током конденсатора i_C , при этом положительное значение тока способствует увеличению напряжения на обкладках, а отрицательное — уменьшению (с учетом знака).

Итак, напряжение конденсатора определяется следующим дифференциальным уравнением:

$$\frac{du_C}{dt} = \frac{i_C}{C}, \quad (2.4)$$

где du_C/dt — производная напряжения на конденсаторе, а C — емкость конденсатора. Анализ единиц измерения уравнения (2.4) показывает, что

$$[\Phi] = \left[\frac{K_L}{B} \right]. \quad (2.5)$$

На рис. 2.4 изображена зависимость заряда конденсатора от напряжения на его обкладках. При этом наклон зависимости определяется емкостью:

$$C = q/u. \quad (2.6)$$

Энергия конденсатора определяется уравнением

$$W_C = \int_0^q u(q) dq = \int_0^q \frac{q}{C} dq = \frac{q^2}{2C} = \frac{(Cu)^2}{2C} = C \frac{u^2}{2}, \quad (2.7)$$

откуда следует, что она численно равна площади треугольника abc .

Реальные конденсаторы имеют более сложную схему, чем была рассмотрена ранее. Каждый конденсатор обладает паразитной индуктивностью, определяющейся конструкцией выводов и обкладок. Производители конденсаторов постоянно разрабатывают и совершенствуют конструкции, чтобы минимизировать индуктивность. Каждый конденсатор имеет омическое последовательное сопротивление, обусловленное сопротивлением материала выводов и обкладок, и сопротивление диэлектрика, включаемого между обкладками, определяющее саморазряд конденсатора. Конденсаторы делятся на электролитические и твердотельные.

Электролитические конденсаторы имеют относительно большую индуктивность и малые активные потери на переменную составляющую тока. Используются как основной аккумулятор энергии для токов низкой частоты или рабочей

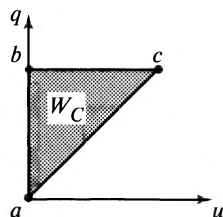


Рис. 2.4. Зависимость заряда конденсатора от напряжения на обкладках

частоты из-за большой удельной емкости на единицу массы. Современные электролитические конденсаторы имеют индуктивность от 10 до 100 нГн и омическое внутреннее последовательное сопротивление, сильно зависящее от частоты, в диапазоне от единиц до 100 мОм для 10 кГц рабочей частоты в основном диапазоне номиналов, применяемых в низковольтных преобразователях (до 1000 В). Саморазряд в электролитических конденсаторах практически отсутствует. По этой причине они могут представлять опасность для здоровья человека, который не ожидает, что от конденсатора, хранившегося без питания несколько месяцев, можно получить удар током. В преобразовательных устройствах, если не идет речь о достижении предельной энергетической эффективности, электролитические конденсаторы шунтируют высокоомными сопротивлениями, которые называют «разрядными».

Твердотельные конденсаторы бывают разных типов, основными из которых являются пленочные и керамические. Так, пленочные конденсаторы имеют существенно меньшую индуктивность, чем электролитические, но удельная емкость на единицу массы у них в десятки раз ниже. Используются для приема импульсных коммутационных перенапряжений, вызываемых паразитными индуктивностями, при изменении направления тока в результате переключения силовых ключей, как накопитель энергии в тех случаях, когда применение электролитических конденсаторов невозможно из-за большой переменной составляющей тока или разнополярного питания, и в качестве фильтров радиопомех. Керамические конденсаторы в силовой преобразовательной технике практически не применяются. Они используются в качестве фильтров для питания микросхем, входят в состав фильтров радиопомех.

Дроссель

Электромагнитные процессы уже были рассмотрены подробно в первой главе. Здесь рассмотрим их с другой точки зрения, когда механического перемещения в магнитной системе нет, и индуктивная катушка или дроссель является накопителем магнитной энергии. Основным параметр дросселя — его индуктивность, измеряющаяся в генри. На схемах дроссель обозначается, как показано на рис. 2.5, а.

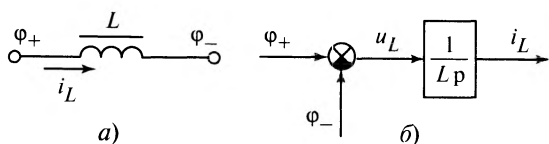


Рис. 2.5. Катушка индуктивности — дроссель

Физический смысл генри как единицы можно сформулировать следующим образом: **при приложении к дросселю индуктивностью 1 Гн напряжения в 1 В за время, равное 1 с, ток, протекающий через него, увеличится на 1 А.**

Таким образом, идеальный дроссель может быть представлен интегрирующим звеном, как показано на рис. 2.5, б. При этом необходимо выбрать положительное направление тока в дросселе, тогда в точке втекания тока в дроссель будет потенциал φ_+ , а в точке вытекания — φ_- . Разница этих потенциалов с учетом индуктивности определяет производную изменения тока дросселя и называется напряжением дросселя u_L . Ток будет определяться следующим дифференциальным уравнением:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{u_L}{L}, \quad (2.8)$$

где di_L/dt — производная тока дросселя, а L — индуктивность дросселя. Анализ единиц измерения уравнения (2.8) показывает, что

$$[\text{Гн}] = \left[\frac{\text{В} \cdot \text{с}}{\text{А}} \right] = \left[\frac{\text{Вб}}{\text{А}} \right]. \quad (2.9)$$

На рис. 2.6 изображена зависимость потокоцепления дросселя от тока. Наклон зависимости определяется индуктивностью:

$$L = \Psi/i. \quad (2.10)$$

Энергия дросселя определяется уравнением

$$W_L = \int_0^\Psi i(\Psi) d\Psi = \int_0^\Psi \frac{\Psi}{L} d\Psi = \frac{\Psi^2}{2L} = \frac{(Li)^2}{2L} = L \frac{i^2}{2}, \quad (2.11)$$

откуда следует, что она численно равна площади треугольника abc .

Реальные дроссели имеют более сложную схему. Они обладают паразитной проходной емкостью, возникающей между параллельно уложенными витками, активным сопротивлением, сопротивлением, связанным с перемagnetиванием магнитопровода и потерями на вихревые токи.

Для изготовления низкочастотных дросселей с рабочей частотой до 1000 Гц используют листовую электротехническую сталь. Листы стали складывают друг с другом, чтобы получить нуж-

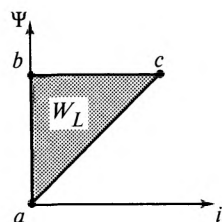


Рис. 2.6. Зависимость потокоцепления дросселя от протекающего в ней тока

ный объем и геометрические параметры. Магнитопроводы, собранные из листовой стали, называют шихтованными. Чем меньше толщина листа стали, тем меньше в ней наводится вихревых токов, и можно повышать рабочие частоты. На более высоких частотах применяют специальные материалы (ферриты, аморфное железо и т.д.), имеющие существенно более низкие потери на гистерезис и вихревые токи.

В преобразовательной технике дроссели работают до точки насыщения. Большинство дросселей стараются сделать линейными во всем диапазоне рабочих токов.

Пример расчета процессов в схемах с пассивными элементами

Для электрической схемы П-образного фильтра (рис. 2.7) запишем систему дифференциальных уравнений. Со стороны входа фильтра прикладывается ток 100 А. Построим график переходных процессов для тока дросселя и напряжений входного и выходного конденсаторов фильтра.

Запишем дифференциальные уравнения системы:

$$\left. \begin{aligned} \frac{du_{\text{ВХ}}}{dt} &= \frac{i_{\text{ВХ}} - i_L}{C_1}; \\ \frac{di_L}{dt} &= \frac{u_{\text{ВХ}} - u_{\text{ВХ}}}{L}; \\ \frac{du_{\text{ВЫХ}}}{dt} &= \frac{i_L}{C_2}. \end{aligned} \right\} \quad (2.12)$$

По уравнениям можно составить структурную схему фильтра, представленную на рис. 2.8.

Переходные процессы, полученные в результате моделирования, с параметрами, указанными в условии задачи, изображены на рис. 2.9.

Правильность вычислений можно проверить, проанализировав уравнения. В первый момент времени производная напряжения

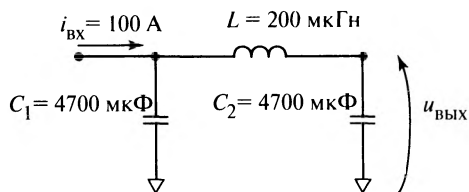


Рис. 2.7. Схема П-образного фильтра

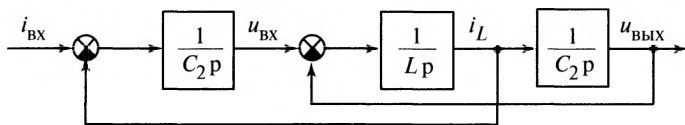


Рис. 2.8. Структурная схема П-образного фильтра

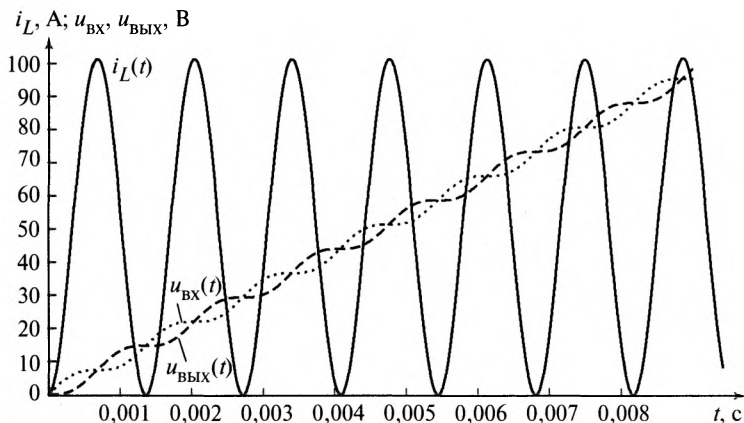


Рис. 2.9. Переходные процессы в П-образном фильтре

на входной емкости фильтра полностью определяется током источника питания. Напряжение выхода фильтра не меняется, и производная равна нулю. С нарастанием значения входного напряжения появляется разность потенциалов на дросселе фильтра, и начинает расти ток, с ростом которого увеличивается производная напряжения выхода фильтра, напряжение выхода растет. Теперь часть входного тока перетекает в дроссель, за счет чего начинает уменьшаться производная входного напряжения. Далее в системе наблюдается колебательный процесс обмена энергией между конденсаторами и дросселем.

2.2. Полупроводниковые элементы

Диод

Диод — это полупроводниковый элемент, имеющий одностороннюю проводимость. Обозначение данного элемента показано на рис. 2.10.

Ток диода может протекать только в направлении i_{VD} , как показано на рис. 2.10. В обратном направлении ток протекать не может. Уровень падения напряжения на диоде в прямом направлении определяется технологией его изготовления и приводится в справочниках.

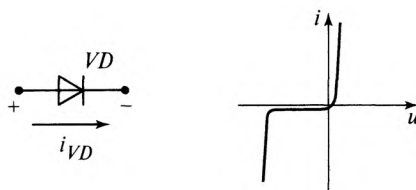


Рис. 2.10. Диод и его вольт-амперная характеристика

Транзистор

Транзистор представляет собой полностью управляемый полупроводниковый элемент. На схемах он обозначается, как показано на рис. 2.11, однако отдельные детали в обозначении могут меняться в зависимости от типа транзистора. В рамках данной книги транзисторные элементы рассматриваются только в ключевом режиме работы и практически всегда будут считаться идеальными.

На рис. 2.12 представлены три основных типа полностью управляемых полупроводниковых приборов: MosFET, IGBT, GTO.

Транзистор типа MosFET — быстродействующий транзистор с частотой коммутаций, составляющей сотни кГц. Мощность, по сравнению с IGBT, существенно меньше. Транзистор IGBT — биполярный транзистор с изолированным затвором. Частота переключений ниже, чем у MosFET, и имеет диапазон от единиц кГц до десятков кГц. IGBT часто упаковывают в модули по одному транзистору с обратным диодом (ключу) для больших токов (рис. 2.13, а), по два ключа, соединенных в стойку для средних токов (рис. 2.13, б) и по 6 или 7 ключей для относительно небольших мощностей в расчете, что данные модули будут использоваться с трехфазными двигателями (рис. 2.13, в). В некоторые модули помимо транзисторов и диодов встраиваются драйверы транзисторов (предусилители для управления и защиты), и такие модули называются IPM (Intelligent Power Modules) — интеллектуальные силовые модули. Для удовлетворения запросов потребителей производители пошли дальше

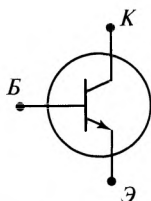


Рис. 2.11. Транзистор

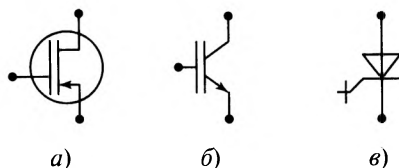


Рис. 2.12. Семейства полупроводниковых приборов

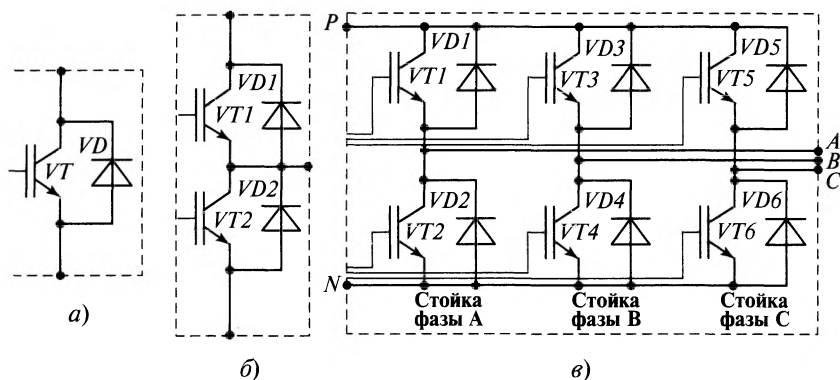


Рис. 2.13. Конфигурации транзисторных модулей

и начали встраивать в модули помимо драйверов еще и датчики и некоторые элементы, необходимые для конкретных применений, например блок выпрямителя. Такие модули называются ASIPM (Application Specific Intelligent Power Modules) — силовые модули для конкретных приложений. В общепромышленных преобразователях частоты IGBT в настоящее время является наиболее распространенным типом силового транзистора.

Ключ GTO — это запираемый тиристор. Запираемые тиристоры выпускаются преимущественно на большие токи и напряжения, но частота коммутаций этих элементов ограничена приблизительно 500 Гц.

2.3. Стойка — основной элемент силовой схемы

Основным элементом силовой схемы является стойка, состоящая из двух соединенных последовательно транзисторов и обратных диодов, соединенных параллельно с ними (рис. 2.14, а). Иногда часть компонентов стойки может отсутствовать, как показано на рис. 2.14, б. Если стойку лишить транзисторов, то получается диодная сборка, показанная на рис. 2.14, в. Верхний контакт стойки назовем P (англ. positive — положительный), нижний — N (англ. negative — отрицательный), а среднюю точку (выход стойки) обозначим буквой U .

Из этих «кирпичиков» строится любая силовая схема. Приведем пример. На рис. 2.15 показан преобразователь, состоящий из выпрямителя (две диодные стойки), корректора коэффициента мощности, дополнительно выполняющего функцию повышающего преобразователя напряжения (одна неполная стойка), трехфазного инвертора напряжения для питания двигателя переменного тока (три полных стойки).

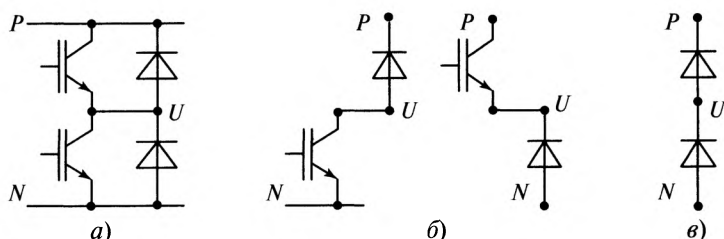


Рис. 2.14. Варианты исполнения стоек

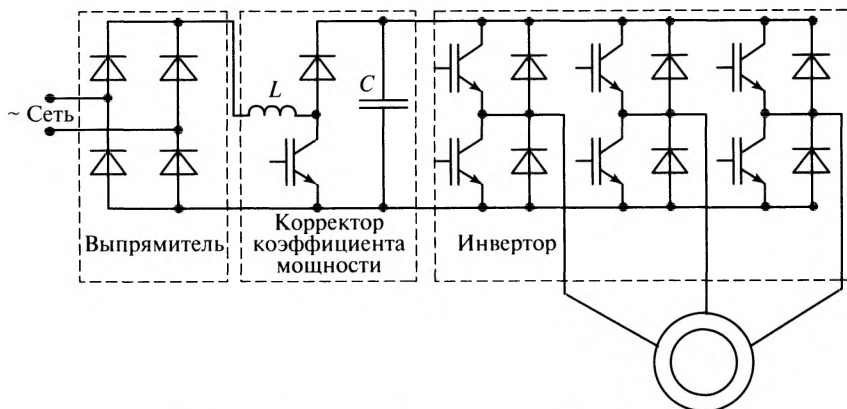


Рис. 2.15. Стойки в составе транзисторного преобразователя

Можно отметить следующие важные особенности построения силовых схем:

диодные стойки могут быть подключены к любому сочетанию пассивных электрических элементов со стороны верхнего и нижнего контактов, а также со стороны выхода;

стойки, содержащие хотя бы один транзистор, должны верхним и нижним контактами подсоединяться к емкостной нагрузке, а средним — к индуктивной.

Для управления транзисторными силовыми устройствами чаще всего применяется широтно-импульсная модуляция, реже — релейное управление.

Управление стойкой в режиме широтно-импульсной модуляции

Управление транзисторами в режиме широтно-импульсной модуляции (ШИМ) осуществляется с фиксированным по времени периодом $T_{\text{ШИМ}}$. В рамках этого периода транзистор включается на время $t_{\text{вкл}}$ и выключается на время $t_{\text{выкл}} = T_{\text{ШИМ}} - t_{\text{вкл}}$. Отношение вклю-

ченного состояния ко всему периоду ШИМ называется скважностью и обозначается буквой γ :

$$\gamma = \frac{t_{\text{вкл}}}{T_{\text{ШИМ}}} . \quad (2.13)$$

Система управления задает скважность для каждого конкретного периода ШИМ, как показано на рис. 2.16. Скважность может изменяться от нуля, что соответствует полностью выключенному транзистору, до единицы или 100 %, что соответствует полностью включенному транзистору.

Обычно для стойки с двумя транзисторами задается только скважность верхнего ключа, а нижний ключ работает в комплементарном режиме, т.е. когда верхний ключ включен, то нижний выключен, и наоборот, когда верхний не работает, то включен нижний (рис. 2.17). Такой комплементарный способ управления применяется в большинстве преобразователей. Исключение составляют лишь преобра-

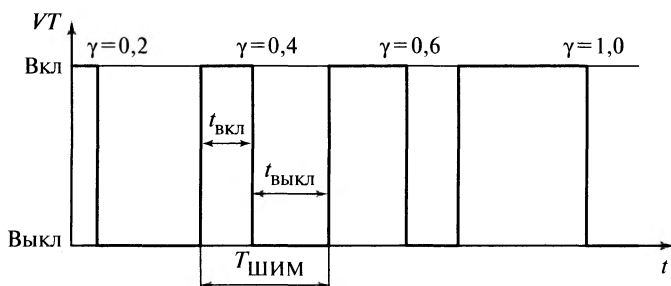


Рис. 2.16. Широтно-импульсная модуляция для одиночного транзистора

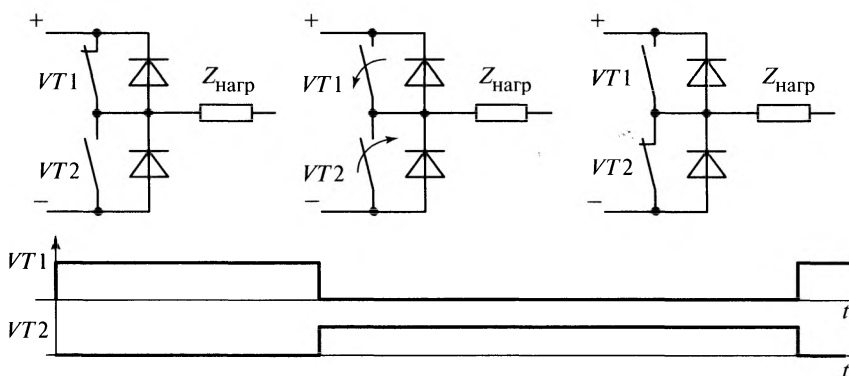


Рис. 2.17. Комплементарное управление транзисторами стойки

зователи со специальными алгоритмами управления, такие как многоуровневые инверторы и матричные преобразователи.

Современные микроконтроллеры, применяемые для управления электроприводами, имеют встроенные широтно-импульсные генераторы с зависимыми комплементарными выходами. Программист задает значение скважности лишь для верхних ключей, а на двух соответствующих выводах микроконтроллера аппаратно формируются два комплементарных сигнала [5, 6].

Особое внимание следует обратить на момент выключения верхнего ключа и включение нижнего, когда один транзистор размыкается, а другой — замыкается. На практике время срабатывания транзисторов отлично от нуля и возможна ситуация, когда один транзистор уже успел включиться, а другой еще не успел выключиться, что приведет к короткому замыканию между положительным и отрицательными контактами стойки. Ток, возникающий в этом аварийном режиме, называется «сквозным». Он представляет наибольшую опасность для транзисторов, так как скорость его нарастания ограничена лишь паразитными индуктивностями транзисторов стойки и конденсатора, подключаемого между положительным и отрицательными контактами стойки. Поэтому для исключения аварийных ситуаций положительные фронты управляющих сигналов задерживают на время, называемое «мертвым». На рис. 2.18 видно, что в результате смещения фронтов сигналов возникают паузы в управлении, которые гарантируют безаварийное отключение одного транзистора и дальнейшее безаварийное включение другого. Генерирование «мертвого» времени производится генератором «мертвого» времени, встроенным во все широтно-импульсные генераторы современных микроконтроллеров.

Необходимое значение «мертвого» времени зависит от типа используемых ключей. Для преобразователей на транзисторах

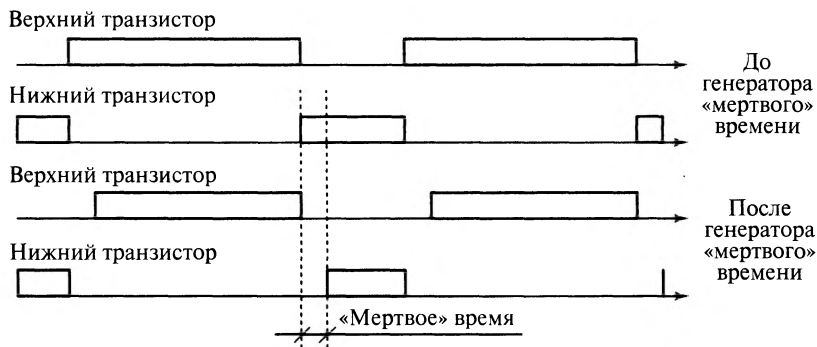


Рис. 2.18. Генерация «мертвого» времени

MosFET мощностью в несколько ватт «мертвое» время может отсутствовать, для мощностей около 1000 Вт оно доходит до 1 мкс. Транзисторы IGBT требуют «мертвого» времени от 2,5 мкс для малой мощности и до 5—7 мкс при мощностях 100 кВт и более.

Модель стойки

Можно использовать различные модели стойки в зависимости от таких факторов, как отношение частоты ШИМ к выходной частоте (или требуемой частоте пропускания), отношение напряжения питания к падению напряжения на ключе, отношение «мертвого» времени к периоду ШИМ и др. Наиболее полная модель для каждого состояния стойки, исключающая процессы коммутации, приведена ниже:

$$\left. \begin{aligned}
 &\text{если } VT1 = \text{вкл и } VT2 = \text{выкл, то} \\
 &\quad \text{если } i > 0, \text{ то} \\
 &\quad \quad \varphi_U = \varphi_P - \Delta U_{VT}, \\
 &\quad \text{иначе если } i < 0, \text{ то} \\
 &\quad \quad \varphi_U = \varphi_P + \Delta U_{VD}, \\
 &\text{иначе если } VT1 = \text{выкл и } VT2 = \text{вкл, то} \\
 &\quad \text{если } i > 0, \text{ то} \\
 &\quad \quad \varphi_U = \varphi_N - \Delta U_{VD}, \\
 &\quad \text{иначе если } i < 0, \text{ то} \\
 &\quad \quad \varphi_U = \varphi_N + \Delta U_{VT}, \\
 &\text{иначе если } VT1 = \text{выкл и } VT2 = \text{выкл, то} \\
 &\quad \text{если } i > 0, \text{ то} \\
 &\quad \quad \varphi_U = \varphi_N - \Delta U_{VD}, \\
 &\quad \text{иначе если } i < 0, \text{ то} \\
 &\quad \quad \varphi_U = \varphi_P + \Delta U_{VD}, \\
 &\quad \text{иначе если } i = 0, \text{ то} \\
 &\quad \quad \varphi_U = \varphi_{\text{нагр}}.
 \end{aligned} \right\} \quad (2.14)$$

В данной системе уравнений учтены падения напряжений на полупроводниковых элементах в проводящем состоянии: ΔU_{VT} — на транзисторе и ΔU_{VD} — на диоде. Так, при включенном верхнем транзисторе и выключенном нижнем, потенциал выхода становится привязанным к положительному контакту стойки. Потенциал выхода

будет отличаться от потенциала положительного контакта на падение напряжения на включенном транзисторе. Если ток стойки положительный, т.е. вытекает в нагрузку, то потенциал выхода будет меньше на ΔU_{VT} . Если ток отрицательный, то он потечет через обратный диод включенного транзистора, и потенциал выхода окажется больше потенциала положительного контакта на ΔU_{VD} .

Следует особо отметить ситуацию, когда при отключенных ключах ток нагрузки стал равным нулю, в этом режиме к нагрузке со стороны стойки приложено напряжение, равное $\Phi_{нагр}$ — потенциал нагрузки (например, ЭДС двигателя). Это является условием отсутствия тока в цепи нагрузки. Модель будет правильной для потенциала ЭДС, не выходящей за пределы Φ_N и Φ_P .

Для большинства случаев можно пренебречь некоторыми параметрами модели, чтобы упростить и по возможности представить ее во времени. Для того чтобы моделью можно было пользоваться в составе структурной схемы электропривода, целесообразно усреднить выходной потенциал стойки на периоде ШИМ. Ведь ШИМ используется именно для создания эквивалентного среднего потенциала, и в большинстве задач допущение об усреднении на периоде не вносит сильной погрешности. Если стойка работает в режиме непрерывного тока, и «мертвым» временем можно пренебречь, то ее потенциал определяется функцией

$$\Phi_U = \Phi_N + (\Phi_P - \Phi_N)\gamma, \quad (2.15)$$

где входным воздействием является γ — скважность сигнала управления по верхнему ключу, неизменная на текущем периоде ШИМ, а выходной величиной Φ_U — потенциал выхода стойки на этом же периоде. *Передаточная функция стойки в этом случае соответствует экстраполятору нулевого порядка.* Для цели синтеза непрерывных систем [с учетом запаздывания в обратных связях за счет конечной производительности аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и времени расчета регулятора] стойку с небольшой погрешностью можно представить инерционным звеном

$$W(p) = \frac{\Phi_P - \Phi_N}{T_{\text{ШИМ}}p + 1}. \quad (2.16)$$

Структурная схема стойки показана на рис. 2.19.

Обычно в книгах для электрических преобразователей (например, тиристорных) применяют передаточную функцию с фиксированным коэффициентом усиления. На входе задания тиристорного преобразователя есть напряжение, преобразователь отрабатывает его с некоторым коэффициентом усиления (например, 10). Однако редко уточ-

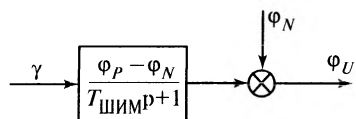


Рис. 2.19. Структурная схема стойки

→

Рис. 2.20. Учет влияния «мертвого» времени в модели стойки

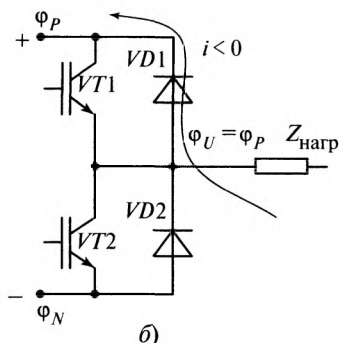
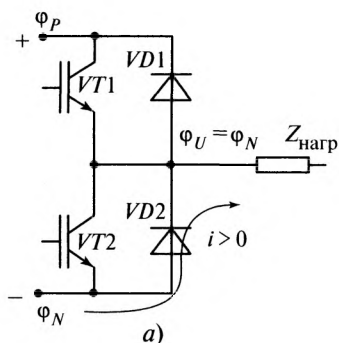
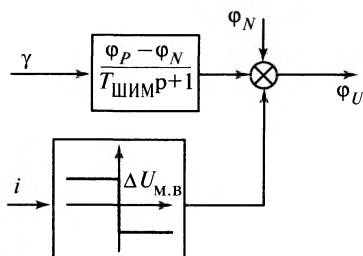


Рис. 2.21. Пути протекания тока в «мертвом» времени

няется, каким будет коэффициент усиления преобразователя, если напряжение питающей сети уменьшить в 2 раза.

Здесь и далее коэффициенты передаточных функций в общем случае могут быть величинами переменными.

Если параметры, которыми мы пренебрегли (например, «мертвое» время), являются существенными для конкретного случая, то их можно учесть, как показано на рис. 2.20.

Чтобы понять, как «мертвое» время повлияло на структурную схему, необходимо изобразить поведение стойки при двух разных направлениях протекания тока в то время, когда оба ключа (верхний и нижний) выключены.

Напомним, что «мертвое» время — это состояние, при котором оба ключа стойки выключены на промежутке между моментом отключения одного из ключей и моментом включения другого ключа. Направление тока нагрузки может быть произвольным. За положительный принимаем вытекающий ток. Если ток вытекает из стойки в нагрузку (рис. 2.21, а), то он течет через нижний диод, а следовательно, потенциал фазы будет равен потенциалу нижней отрицательной шины. В другом случае, когда ток нагрузки втекает в стойку (рис. 2.21, б), путь протекания тока проходит через верхний

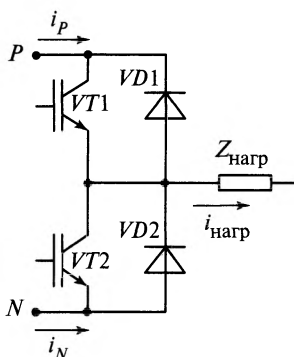


Рис. 2.22. Направления токов шин стойки

и дать определения токам. Токи шин стойки будем определять как сумму тока транзистора и параллельного ему диода. Ток верхнего транзистора и диода будем называть током положительной шины, а ток нижних элементов — током отрицательной шины. Из токов положительной и отрицательной шины формируется ток нагрузки стойки. Так как за положительный выбран вытекающий из стойки ток нагрузки, то формировать его будут втекающие токи шин, как показано на рис. 2.22.

Токи шин определяются проводимостью ключей. Если работает верхний ключ, то $i_P = i_{\text{нагр}}$, а $i_N = 0$, если нижний, то наоборот, $i_P = 0$, а $i_N = i_{\text{нагр}}$. Средние значения токов пропорциональны скважностям ключей:

$$\left. \begin{aligned} i_P &= \gamma i_{\text{нагр}}; \\ i_N &= (1 - \gamma) i_{\text{нагр}}. \end{aligned} \right\} \quad (2.18)$$

2.4. Преобразователи постоянного напряжения — ДСДС-преобразователь

В электроприводах, имеющих нестандартные источники питания, такие как контактная сеть, аккумуляторные батареи и другие, применяют преобразователи постоянного напряжения, задача которых — создать стабильное напряжение уровня, необходимого для питания инвертора.

Преобразователи создаются по различным схемам. На рис. 2.23 показаны понижающий (рис. 2.23, а), понижающий с двусторонним обменом энергией (рис. 2.23, б), повышающий (рис. 2.23, в) и универсальный (рис. 2.23, г) преобразователи.

диод, и к нагрузке приложен потенциал верхней положительной шины φ_P .

Это означает, что средний потенциал фазы на периоде ШИМ может увеличиться или уменьшиться на

$$\Delta U_{\text{м.в}} = (\varphi_P - \varphi_N) \frac{T_{\text{м.в}}}{T_{\text{ШИМ}}}, \quad (2.17)$$

где $T_{\text{м.в}}$ — продолжительность «мертвого» времени.

Кроме того, следует связать ток шин стойки с текущей скважностью сигнала управления и током нагрузки стойки. Для этого необходимо принять направления

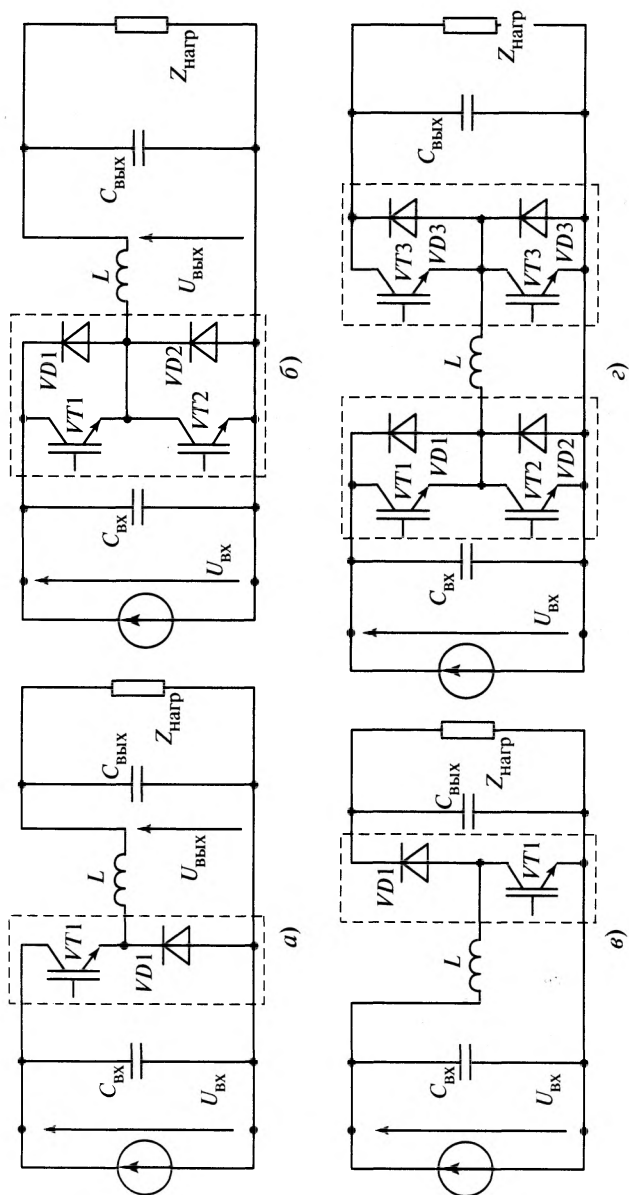


Рис. 2.23. Преобразователи постоянного напряжения

Понижающий преобразователь (рис. 2.23, а) имеет два рабочих состояния: первое — транзистор включен, второе — транзистор выключен. Диаграмма работы преобразователя представлена на рис. 2.24.

Параметры LC -фильтра выбирают таким образом, чтобы сократить пульсации выходного напряжения. Для сокращения пульсаций наиболее рационально поднимать частоту ШИМ и увеличивать значение выходной емкости, по возможности сокращая габариты и индуктивность дросселя. Поэтому в большинстве случаев можно считать, что напряжение на выходе существенно не изменяется за период ШИМ, в то время как ток изменяется сильно.

В момент, когда транзистор $VT1$ включен, к дросселю с одной стороны приложено напряжение питания $u_{вх}$, а с другой стороны — выходное напряжение (напряжение на выходной емкости) $u_{вых}$. Под действием разности этих напряжений ток нарастает. Когда ключ выключается, контур протекания тока лежит через обратный диод, и ток дросселя спадает под действием выходного напряжения.

Поведение преобразователя для непрерывного тока можно описать следующими уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} VT1 = \text{вкл:} \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{u_{вх} - u_{вых}}{L}; \\ \frac{du_{вых}}{dt} = \frac{i_L - i_{нагр}}{C_{вых}} \end{aligned} \right| \left. \begin{aligned} VT1 = \text{выкл:} \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{-u_{вых}}{L}; \\ \frac{du_{вых}}{dt} = \frac{i_L - i_{нагр}}{C_{вых}} \end{aligned} \right\} \quad (2.19)$$

Если считать, что ток в дросселе меняется на периоде ШИМ по линейному закону, а напряжение выхода почти не изменяется, то дифференциальный оператор $\frac{d}{dt}$ можно заменить на $\frac{\Delta}{\Delta t}$:

$$\left. \begin{aligned} VT1 = \text{вкл:} \\ \frac{\Delta i_{L\uparrow}}{\Delta t_{вкл}} = \frac{u_{вх} - u_{вых}}{L}; \\ \frac{\Delta u_{вых\uparrow}}{\Delta t_{вкл}} = \frac{i_L - i_{нагр}}{C_{вых}} \end{aligned} \right| \left. \begin{aligned} VT1 = \text{выкл:} \\ \frac{\Delta i_{L\downarrow}}{\Delta t_{выкл}} = \frac{-u_{вых}}{L}; \\ \frac{\Delta u_{вых\downarrow}}{\Delta t_{выкл}} = \frac{i_L - i_{нагр}}{C_{вых}} \end{aligned} \right\} \quad (2.20)$$

Здесь $\Delta t_{вкл}$ и $\Delta t_{выкл}$ определяются исходя из периода ШИМ и текущей скважности управления ключом:

$$\left. \begin{aligned} \Delta t_{вкл} &= \gamma T_{\text{ШИМ}}; \\ \Delta t_{выкл} &= (1 - \gamma) T_{\text{ШИМ}}. \end{aligned} \right\} \quad (2.21)$$

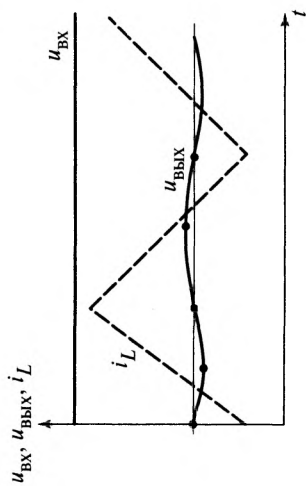
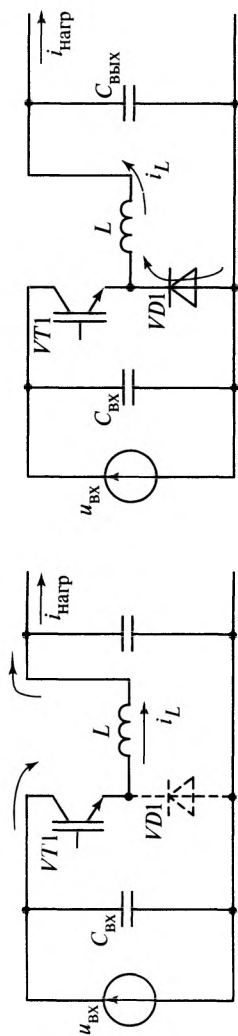


Рис. 2.24. Работа понижающего преобразователя

Для статического режима, когда средний ток дросселя постоянный, а следовательно, приращение тока при включенном ключе ($\Delta i_{L\uparrow}$ — растущий ток) равно по модулю уменьшению тока при выключенном ключе ($\Delta i_{L\downarrow}$ — спадающий ток), можно преобразовать уравнения для тока дросселя:

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{L\uparrow} &= \frac{u_{\text{ВХ}} - u_{\text{ВЫХ}}}{L} \gamma T_{\text{ШИМ}}; \\ \Delta i_{L\downarrow} &= \frac{-u_{\text{ВЫХ}}}{L} (1 - \gamma) T_{\text{ШИМ}}, \end{aligned} \right\} \quad (2.22)$$

и приравнять правые части:

$$\frac{u_{\text{ВХ}} - u_{\text{ВЫХ}}}{L} \gamma T_{\text{ШИМ}} = - \frac{-u_{\text{ВЫХ}}}{L} (1 - \gamma) T_{\text{ШИМ}}, \quad (2.23)$$

а затем выразить из выражения (2.23) выходное напряжение:

$$(u_{\text{ВХ}} - u_{\text{ВЫХ}}) \gamma = u_{\text{ВЫХ}} (1 - \gamma); \quad (2.24)$$

$$u_{\text{ВХ}} \gamma - u_{\text{ВЫХ}} \gamma = u_{\text{ВЫХ}} - u_{\text{ВЫХ}} \gamma; \quad (2.25)$$

$$u_{\text{ВЫХ}} = u_{\text{ВХ}} \gamma. \quad (2.26)$$

Регулировочная характеристика преобразователя представлена на рис. 2.25.

Аналогичный вывод можно сделать, воспользовавшись моделью стойки на рис. 2.19. Для данной схемы $\varphi_P = u_{\text{ВХ}}$, $\varphi_N = 0$, LC -фильтр имеет единичный коэффициент усиления. Структурная схема преобразователя, полученная путем преобразования из электрической схемы, показана на рис. 2.26.

До сих пор рассматривался режим непрерывного тока. Если ток нагрузки снизится, то преобразователь попадет в зону прерывистых токов, когда ток на этапе проводимости диода $VD1$ падает до нуля и не возникает до начала следующего периода ШИМ. Для такой

нагрузки применять модель стойки по уравнению (2.16) нельзя, так как объект (стойка) перестает быть линейным.

Это связано с односторонней проводимостью преобразователя. Действительно, если посмотреть на структурную схему рис. 2.26, то видно, что в случае возникно-

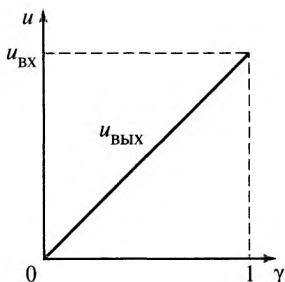


Рис. 2.25. Регулировочная характеристика понижающего преобразователя в режиме непрерывного тока

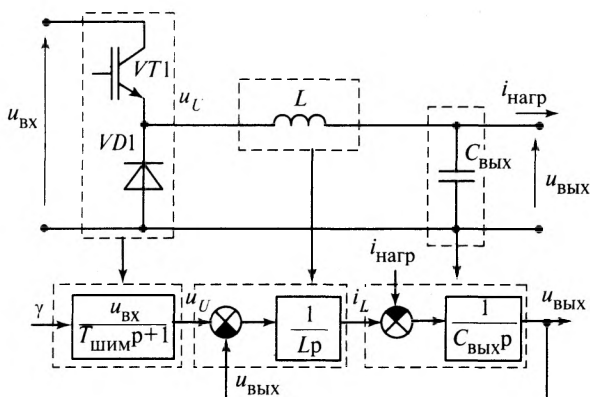


Рис. 2.26. Структурная схема понижающего DCDC-преобразователя

вения отрицательного тока нагрузки (т.е. генераторного режима со стороны нагрузки), напряжение выхода преобразователя растет и начинает превышать напряжение выхода стойки. Ток дросселя начинает спадать, однако, чтобы уравновесить ток нагрузки, ток дросселя тоже должен сменить знак, а сделать это при выключенном транзисторе $VT1$ он не может, так как путь протекания тока прерывается.

Для обеспечения двусторонней проводимости можно добавить в схему параллельные диод для верхнего транзистора и ключ для нижнего. Получится схема реверсивного понижающего преобразователя (см. рис. 2.23, б). При комплементарном управлении ключами режим прерывистого тока исключен, и преобразователь можно представлять во всех режимах работы структурой, показанной на рис. 2.26.

Представим понижающий преобразователь в другой схеме включения. Источник питания расположим с правой стороны, а нагрузку слева, как показано на рис. 2.27.

Ради математической строгости направления токов выбраны не противоречащими предыдущим формулам, хотя эту коррекцию можно легко выполнить. В данной схеме хорошо видно, что структура претерпела минимальные изменения. Прежде всего, $u_{вх}$ заменилось на $u_{вых}$ и наоборот. Как и в схеме рис. 2.26 разница напряжений на дросселе определяет изменение тока, однако далее начинаются отличия. Теперь правая сторона имеет бесконечную мощность, а левая нет, поэтому необходимо посчитать воздействие тока дросселя на левую сторону преобразователя. Ток дросселя в соответствии с (2.18) преобразуется стойкой в ток положительной шины i_p и вычитается из тока нагрузки (еще раз вспомним, что токи взяты с обратными знаками для идентичности математического описания). Разность токов определяет заряд выходного конденсатора. Следует помнить, что именно

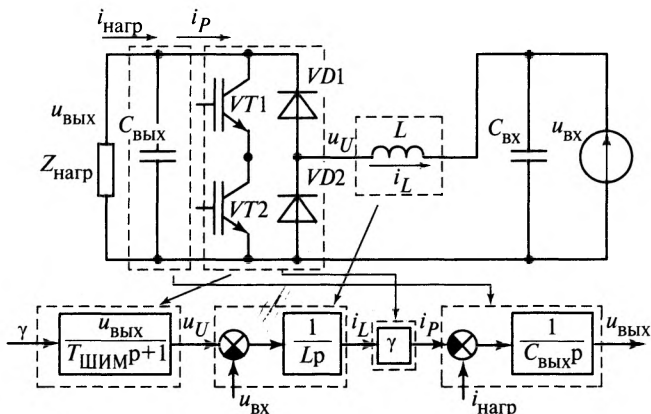


Рис. 2.27. Понижающий преобразователь в обратном включении

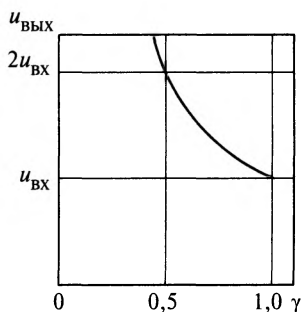


Рис. 2.28. Регулировочная характеристика понижающего преобразователя в обратном включении

значение выхода интегратора (выходной емкости) является коэффициентом усиления первой передаточной функции стойки преобразователя.

В статическом режиме работы преобразователя $u_U = u_{вх}$, тогда можно вычислить коэффициент усиления схемы (скажность дается для верхнего транзистора, нижний управляется комплементарно):

$$\gamma u_{вых} = u_U = u_{вх}; \quad (2.27)$$

$$u_{вых} = u_{вх} / \gamma. \quad (2.28)$$

Регулировочная характеристика преобразователя представлена на рис. 2.28, из которой следует, что левая часть имеет большее напряжение, чем правая, т.е. для системы «вход слева — выход справа» преобразователь является понижающим, а для системы «вход справа — выход слева» преобразователь повышающий. Следует обратить внимание, что по внешнему виду преобразователь зеркально повторяет повышающий преобразователь на рис. 2.23, в.

Последним из преобразователей напряжения нами будет рассмотрен инвертирующий преобразователь, изображенный на рис. 2.29. Преобразуем верхнюю традиционную схему к нижней. Таким образом, можно выделить стандартный элемент преобразователя — стойку с одним верхним транзистором и нижним обратным диодом.

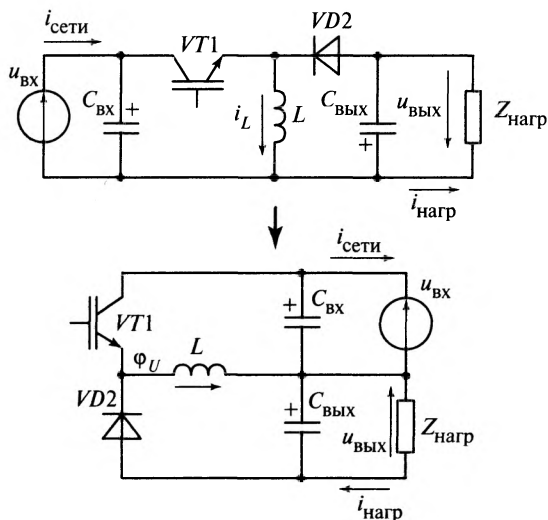


Рис. 2.29. Инвертирующий преобразователь

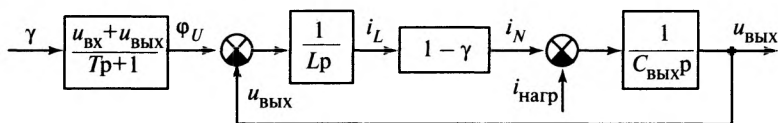


Рис. 2.30. Структурная схема инвертирующего преобразователя

После этого схема может быть легко представлена в виде структурной схемы с использованием двух базовых уравнений стойки.

Структурная схема (рис. 2.30) позволяет, рассмотрев статический режим работы преобразователя, вывести уравнение его регулировочной характеристики:

$$\gamma(u_{\text{ВХ}} + u_{\text{ВЫХ}}) = u_{\text{ВЫХ}}; \quad (2.29)$$

$$\gamma u_{\text{ВХ}} = u_{\text{ВЫХ}}(1 - \gamma); \quad (2.30)$$

$$u_{\text{ВЫХ}} = \frac{\gamma}{1 - \gamma} u_{\text{ВХ}}. \quad (2.31)$$

2.5. Корректоры коэффициента мощности

Одной из основных задач разработчиков современного электропривода является улучшение качества потребления электроэнергии. Желательно чтобы электрический преобразователь потреблял из сети синусоидальный ток, синфазный с напряжением сети. Питание пре-

образователя от сети, как правило, подразумевает, что напряжение сначала будет выпрямлено, а затем инвертировано. Исключения составляют преобразователи с непосредственной связью. При питании преобразователя от трехфазной сети проблем с синусоидальностью тока нагрузки возникает на порядок меньше, чем при питании от однофазного источника. На рис. 2.31 приведены осциллограммы токов для однофазного выпрямителя с C -фильтром и R -нагрузкой.

Из осциллограмм следует, что кроме основной спектр тока содержит сильно выраженные высшие гармоники. Отношение суммы квадратов всех гармоник (кроме первой) к первой гармонике называется коэффициентом гармонических искажений и обозначается

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} (I_{k\text{сети}})^2}}{I_{1\text{сети}}} . \quad (2.32)$$

Задача корректора коэффициента мощности (ККМ) — обеспечить как можно более синусоидальное потребление тока из сети. Для однофазной сети ККМ выполняют по двум разным схемам: активный выпрямитель (рис. 2.32, а) или повышающий преобразователь на выходе неуправляемого выпрямителя (рис. 2.32, б). Первый вари-

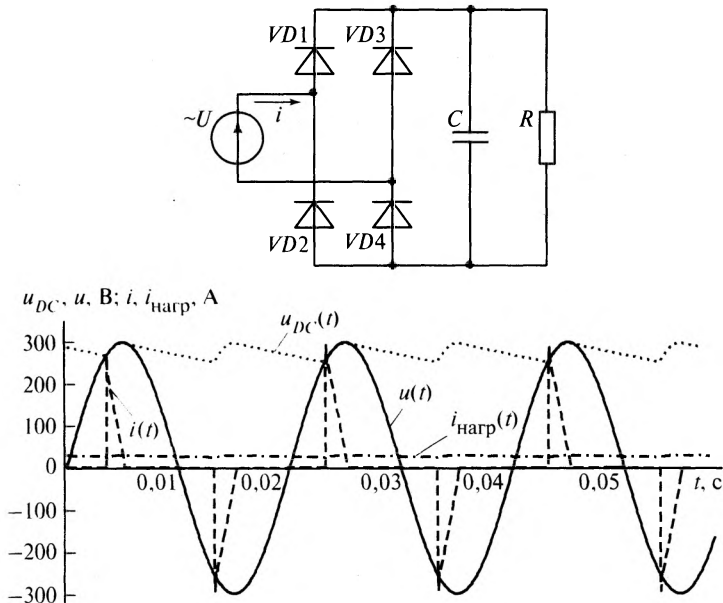


Рис. 2.31. Однофазная схема выпрямления

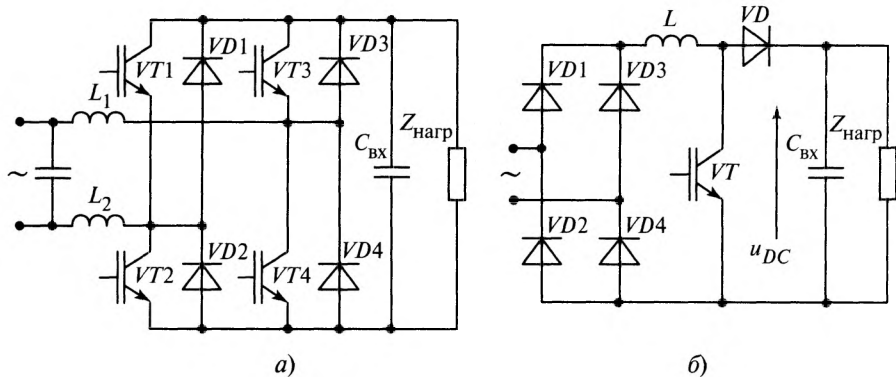


Рис. 2.32. Два вида корректоров коэффициента мощности

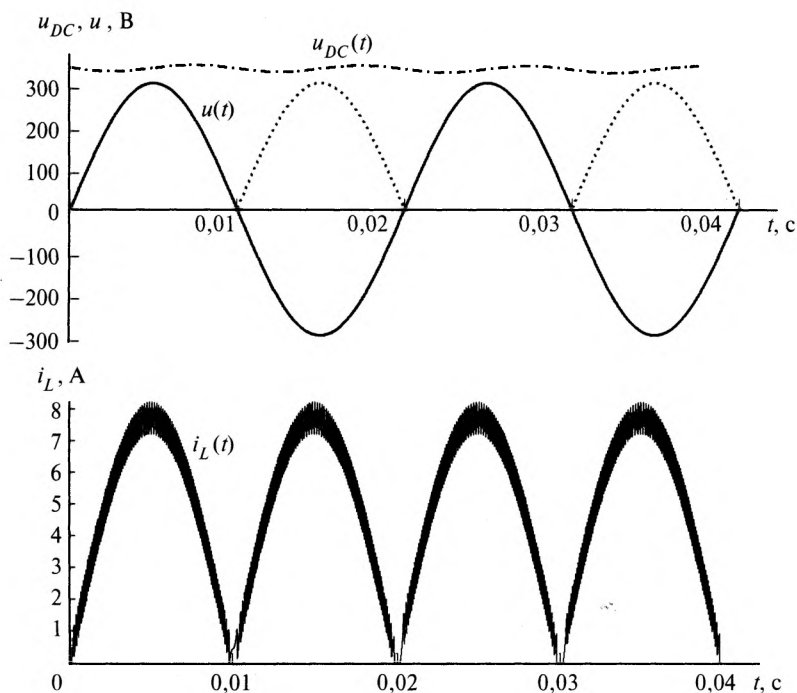


Рис. 2.33. Работа корректора коэффициента мощности

ант применяется сравнительно редко в основном там, где требуется обеспечить двунаправленный обмен энергией с сетью. Второй вариант встречается наиболее часто, этому способствует наличие на рынке специализированных микросхем, содержащих внутри себя готовые системы управления и драйверы ключей ККМ.

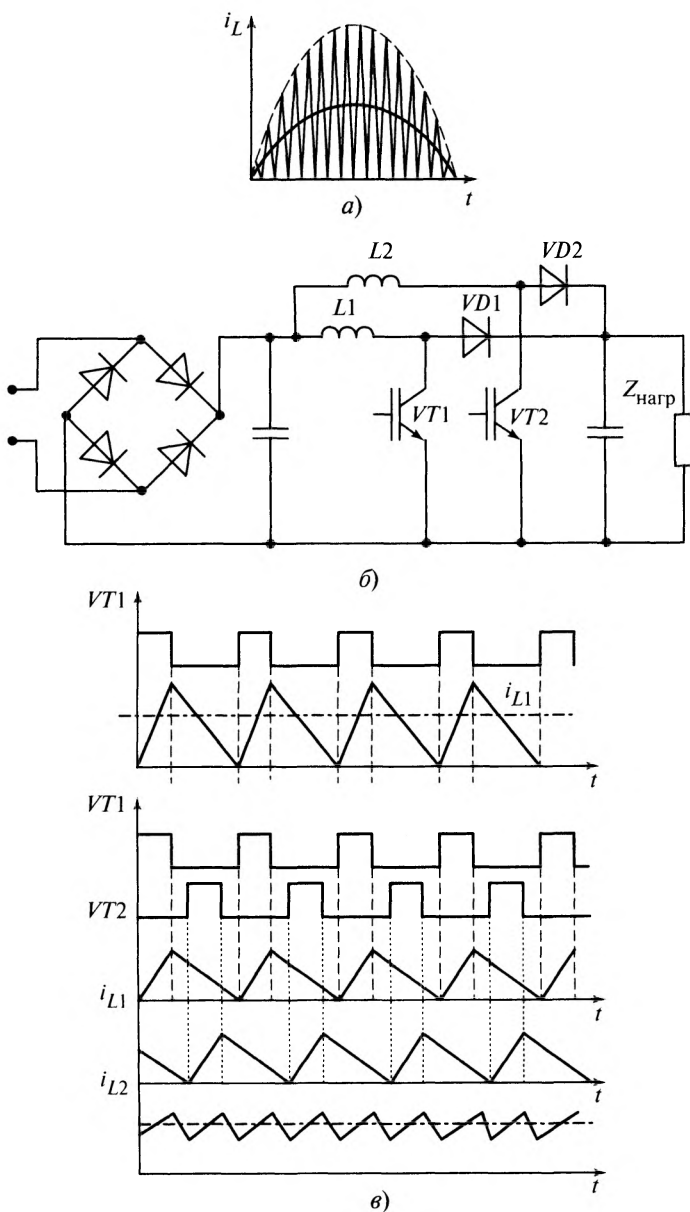


Рис. 2.34. Работа СгСМ ККМ с двухканальной схемой с чередующимся управлением

Рассмотрим принцип работы ККМ с повышающим преобразователем (рис. 2.32, б). Напряжение сети подается на входной выпрямитель. Напряжение выпрямителя меняется от нуля до $\sqrt{2}u_{\phi}$. В зависимости от значения выходного напряжения устанавливается задание тока дросселя, пропорциональное напряжению выпрямителя. Если ток дросселя меньше задания, то транзистор VT включается, и ток дросселя, а следовательно, и ток сети, нарастает. При достижении заданного тока транзистор выключается, и ток через обратный диод заряжает конденсатор, питающий нагрузку. Осциллограмма работы ККМ представлена на рис. 2.33.

Различают два типа ККМ: с непрерывным током дросселя (ССМ — Continuous Current Mode) и с прерывистым током (CrСМ — Critical Current Mode). ККМ с непрерывным током имеют повышенные габариты дросселя за счет его большей индуктивности чем у ККМ с CrСМ преобразователей. Работа ССМ преобразователя представлена на рис. 2.33. В ККМ с прерывистым током дросселя экономят на габаритах дросселей, и ток нарастает до удвоенного значения задания (рис. 2.34, а), после чего транзистор VT отключают. Следующее включение транзистора проводится, когда ток под действием разности выходного напряжения и напряжения сети достигнет нуля. Для того чтобы уменьшить пульсации тока в ККМ с CrСМ, применяют двухканальную схему, показанную на рис. 2.34, б. Два канала работают параллельно со смещением в управлении на половину периода (чередующееся управление). Таким образом, когда ток в первом канале растет, во втором канале он падает, и суммарный ток, потребляемый из сети, получается значительно более гладким, чем по отдельному каналу (см. рис. 2.34, в).

Применение двух и более параллельных каналов в силовых преобразователях с разнесением по фазе управления позволяет снизить габариты дросселей, а самое главное существенно разгрузить фильтрующие конденсаторы, что приведет к увеличению срока службы преобразователя.

2.6. Двухфазный инвертор для питания ДПТНВ

Традиционно электропривод постоянного тока ассоциируется с управляемыми тиристорными выпрямителями и инверторами, ведомыми сетью. Однако существует большой класс приводов преимущественно малой мощности с питанием от сети постоянного тока, где применяют транзисторные преобразователи. Это исполнительные механизмы в автомобилях, приводы роботов и т.д., хотя в последнее время с удешевлением бесколлекторных двигателей (точнее приводов, так как в состав входит и электронный коммута-

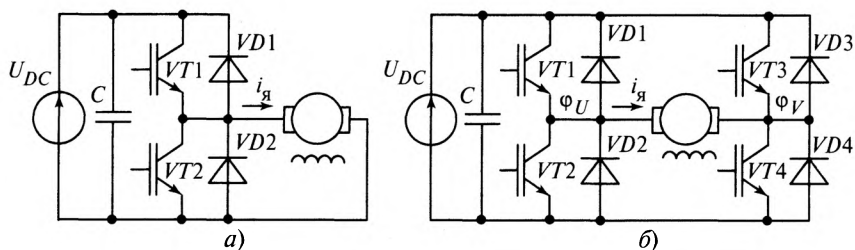


Рис. 2.35. Преобразователи постоянного напряжения для ДПТНВ

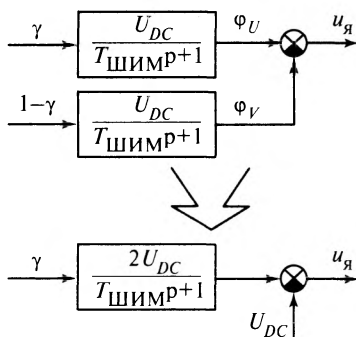


Рис. 2.36. Структурная схема реверсивного двунаправленного преобразователя

тор, и датчик положения) постоянного тока BLDC (Brushless Direct Current Motor) доля приводов с коллекторными машинами постоянно сокращается.

Представленные на рис. 2.35 преобразователи для ДПТНВ также состоят из основного элемента силовых схем — стоек. Слева (рис. 2.35, а) изображен нереверсивный двунаправленный преобразователь, а справа (рис. 2.35, б) — реверсивный двунаправленный. Оба представленных преобразователя имеют полный набор ключей в стойках, а следовательно, направление тока якоря может быть любым, двигатель обладает возможностью отдавать энергию в генераторном режиме в источник питания.

Структурные схемы для преобразователей строятся по аналогии с преобразователями напряжения. Для примера зададимся законом управления и изобразим структурную схему для преобразователя, приведенного на рис. 2.35, б. Управление в стойках комплементарное, верхний ключ левой стойки управляется со скважностью γ , а правой стойки — со скважностью $(1 - \gamma)$. Потенциалы стоек вычи-

таются, разность потенциалов, равная $u_{\text{я}}$, оказывается приложенной к якору двигателя (рис. 2.36).

Двигатель ДПТНВ может быть подключен к силовой части стандартного преобразователя частоты, для чего якорь включается между двумя фазами, а обмотка возбуждения подключается между третьей фазой и выходом транзистора приема энергии рекуперативного торможения (или может быть подключена к одной из шин звена постоянного тока). Такое решение применяется в лабораторном оборудовании кафедры автоматизированного электропривода и подробно описано в [7].

2.7. Преобразователи частоты с промежуточным звеном постоянного тока

Преобразователи частоты с промежуточным звеном постоянного тока (ЗПТ) являются наиболее распространенным типом электрических преобразователей, представленных на современном рынке. От них могут питаться асинхронные и синхронные трехфазные электродвигатели. Диапазон мощностей достаточно широк: от десятков ватт до десятков мегаватт. При этом малые мощности используют преобразователи, созданные по классической схеме «неуправляемый трехфазный выпрямитель — двухуровневый инвертор», а большие строятся с использованием многоуровневых инверторов или по принципу последовательного соединения низковольтных ячеек.

В преобразователях частоты с промежуточным звеном постоянного тока напряжение питающей сети подается через выпрямитель и фильтр на инвертор. Инвертор, управляемый от микропроцессорной системы управления, формирует напряжение на выходе преобразователя в соответствии с принятым законом регулирования. Функциональная схема такого преобразователя, представленная на рис. 2.37, содержит выпрямитель (В), фильтры (Φ , Φ_1 , Φ_2) и инвертор (И)

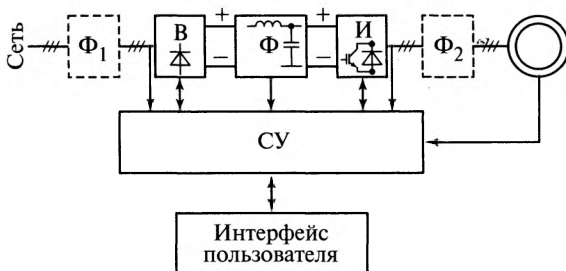


Рис. 2.37. Функциональная схема преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока

с системой управления (СУ), которая осуществляет управление пусковыми процессами выпрямителя, вспомогательными цепями и инвертором, а также принимает и обрабатывает информацию о работе каждого элемента преобразователя.

Обычно выпрямители выполнены на диодах для преобразователей малой и средней мощностей и на тиристорах для преобразователей средней и большой мощностей. Выпрямитель соединен с инвертором через емкостной или индуктивно-емкостной фильтр Φ . Заряд емкости при подключении к сети вызывал бы очень большой ток и выгорание выпрямителя, поэтому применяют цепи заряда. Для малых мощностей применяют схемы, изображенные на рис. 2.38, *а*, с NTC-термистором (с отрицательным температурным коэффициентом), включенным в звено постоянного тока. В момент включения термистор холодный и имеет большое сопротивление, обеспечивающее безопасный заряд конденсаторной батареи звена постоянного тока, во время работы он разогревается, и его сопротивление уменьшается. Схему рис. 2.38, *б* применяют для малых и средних мощностей. Заряд емкости происходит через добавочный резистор, который после заряда шунтируется контактором, управляемым от СУ. Вариант на рис. 2.38, *в* применяется для преобразователей средней и большой мощностей, когда в схему тиристорного выпрямителя включается неуправляемый выпрямитель малой мощности с токоограничивающим сопротивлением. После заряда емкости фильтра СУ дает команду на полное включение тиристорного выпрямителя, который становится основным рабочим выпрямителем преобразователя частоты.

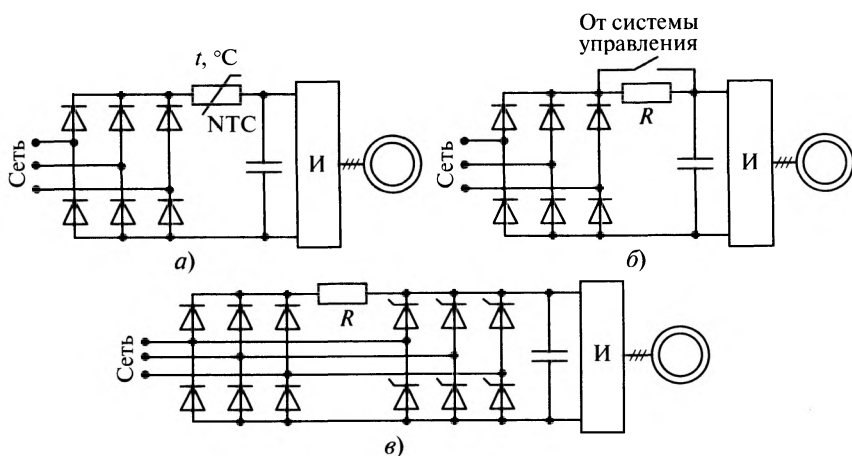


Рис. 2.38. Варианты цепей заряда в преобразователях частоты

Чисто емкостные фильтры Φ между выпрямителем и инвертором устанавливают на преобразователях малой мощности, в преобразователях средней мощности после выпрямителя устанавливают LC -фильтр, а в преобразователях большой L -фильтр на входе выпрямителя Φ_1 , который вместе с C -фильтром Φ образует LC -фильтр (см. рис. 2.37). У фильтра Φ звена постоянного тока совместно с Φ_1 несколько функций:

- повышает коэффициент мощности;

- сглаживает напряжение выпрямителя;

- принимает на себя индуктивную энергию фазы в моменты отключения привода и энергию двигателя в случае колебаний между электрической и механической частью;

- ограничивает производную напряжения звена постоянного тока при попадании преобразователя в режим генераторного торможения приводного двигателя, чтобы система управления успела предпринять необходимые действия для предотвращения аварийной ситуации, когда происходит перезаряд емкостей звена постоянного тока.

Инвертор преобразователя служит для формирования заданного системой управления напряжения на обмотках двигателя. Изменяя напряжение по определенным законам, возможно с помощью системы управления формировать необходимые двигателю частоту и ток. Двигатель может подключаться к инвертору через фильтр Φ_2 (см. рис. 2.37), который бывает двух типов: du/dt -фильтр, ограничивающий производные напряжения, и синусоидальный фильтр, отфильтровывающий широтно-импульсную составляющую напряжения для работы на длинные линии.

Рассмотрим более подробно схемы инверторов для низковольтных преобразователей, высоковольтных преобразователей с многоуровневыми инверторами, а затем построение схемы с объединением высоковольтных ячеек.

Трехфазный инвертор для приводов переменного тока

Для преобразователей малой и средней мощностей уже стала классической схема шестиключевого инвертора, которая выпускается многими фирмами также в виде единого шестиключевого или семиключевого модуля, как показано на рис. 2.39.

Для обеспечения безопасной работы преобразователя в режиме генераторного торможения асинхронного двигателя (АД) применяют седьмой ключ $VT7$ (рис. 2.39, б), к которому можно подключить резистор $R_{\text{торм}}$ для приема энергии генераторного торможения.

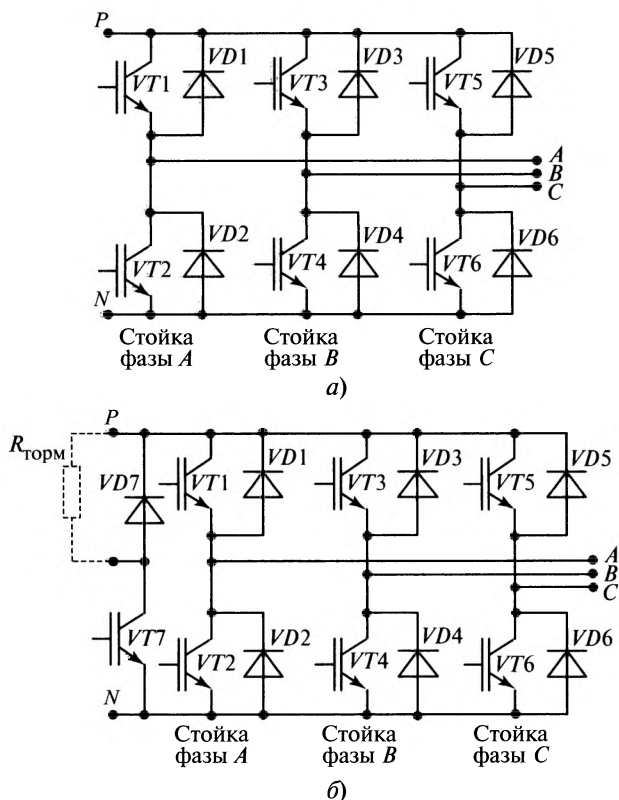


Рис.2.39. Структуры силовых модулей для преобразователей частоты

В соответствии с рис. 2.39 инвертор состоит из трех стоек, к каждой из которых подключается фаза двигателя. Средний потенциал фазы может изменяться от φ_N до φ_P .

Способы формирования ШИМ

Как и в других типах преобразователей, управление трехфазным шестиключевым инвертором напряжения осуществляется методом ШИМ. Исключение составляют системы с релейным регулированием тока фаз и системы, работающие с дискретными видами коммутации двигателя (например, шеститактная коммутация). Если период переключений силовых транзисторов в инверторе сделать достаточно высоким, то фаза будет эффективно фильтровать прикладываемое к ней напряжение, и получаемый в фазе ток будет гладким, как показано на рис. 2.40.

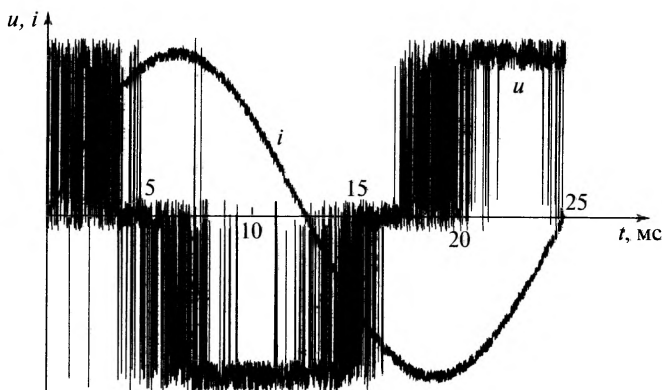


Рис. 2.40. Ток в фазе при работе инвертора в режиме широтно-импульсной модуляции (на осциллограмме показано одно из линейных напряжений двигателя и ток фазы)

Синусоидальная ШИМ

Если скважность верхнего ключа в каждой стойке менять по синусоидальному закону

$$\left. \begin{aligned} \gamma_A &= 0,5 + 0,5 U^* \sin(\omega_0 t); \\ \gamma_B &= 0,5 + 0,5 U^* \sin\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right); \\ \gamma_C &= 0,5 + 0,5 U^* \sin\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right), \end{aligned} \right\} \quad (2.33)$$

где $U^* = U_{\text{фаз}} / U_{\text{фаз макс}}$ — относительное значение амплитуды напряжения, то средние значения потенциалов фаз относительно отрицательной шины звена постоянного тока будет повторять закон изменения скважностей (рис. 2.41)

$$\left. \begin{aligned} \varphi_A &= 0,5 U_{DC} + 0,5 U_{DC} U^* \sin(\omega_0 t); \\ \varphi_B &= 0,5 U_{DC} + 0,5 U_{DC} U^* \sin\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right); \\ \varphi_C &= 0,5 U_{DC} + 0,5 U_{DC} U^* \sin\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right), \end{aligned} \right\} \quad (2.34)$$

где U_{DC} — напряжение звена постоянного тока; φ_A , φ_B , φ_C — средние за период ШИМ потенциалы фаз относительно отрицательной шины звена постоянного тока; ω_0 — угловая частота питающего напряжения.

Разница средних значений потенциалов двух фаз будет равна линейному напряжению и изменяться по синусоидальному закону уже без постоянной составляющей:

$$\left. \begin{aligned} u_{AB} &= \frac{\sqrt{3}}{2} U_{DC} U^* \sin \left(\omega_0 t - \frac{\pi}{6} \right); \\ u_{BC} &= \frac{\sqrt{3}}{2} U_{DC} U^* \sin \left(\omega_0 t + \pi \right); \\ u_{CA} &= \frac{\sqrt{3}}{2} U_{DC} U^* \sin \left(\omega_0 t + \frac{\pi}{6} \right). \end{aligned} \right\} \quad (2.35)$$

Данный метод расчета управляющих скважностей называют синусоидальной ШИМ. В настоящее время он практически не применяется из-за существенного недостатка, связанного с неэффективным использованием напряжения звена постоянного тока преобразователя, которое определяется выражением $U_{DC} = 2,34 U_{\text{ф.сети}}$ и для промышленной сети составляет 515 В. Из системы уравнений следует, что амплитуда линейного напряжения двигателя составляет

$U_{\text{лин.двиг.ампл}} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{DC} = 0,866 \cdot 515 = 446 \text{ В}$, что соответствует действующему значению 315 или 182 В действующего фазного напряжения.

Рассмотрим причину такого резкого уменьшения напряжения по сравнению с напряжением питающей сети. Если посмотреть на график средних потенциалов фаз инвертора (рис. 2.41), то становятся видны характерные точки: момент нулевого угла, когда потенциал одной из фаз проходит ноль своей функции синуса, и момент,

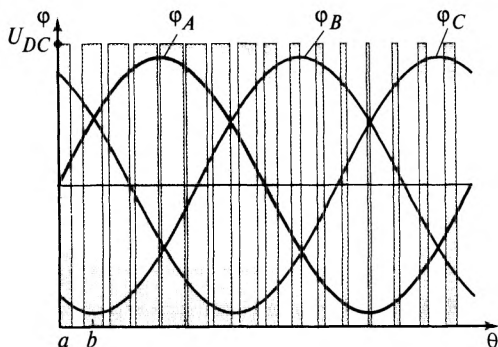


Рис. 2.41. График изменения среднего потенциала фазы при изменении скважности

когда одна из фаз достигает максимального потенциала. Для первой точки разность потенциалов фаз B и C по модулю равна

$$\left| u_{BC_{\theta=0}} \right| = \left| \frac{1}{2} U_{DC} + \frac{1}{2} U_{DC} \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{1}{2} U_{DC} - \frac{1}{2} U_{DC} \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right| = \left| \frac{-\sqrt{3}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \right| \cdot \frac{1}{2} U_{DC} = 0,866 U_{DC}. \quad (2.36)$$

Во второй точке $\theta = \pi/6$ разность потенциалов фаз A и B составит

$$\left| u_{AB_{\theta=\pi/6}} \right| = \left| \frac{1}{2} U_{DC} + \frac{1}{2} U_{DC} \sin (\theta) - \frac{1}{2} U_{DC} - \frac{1}{2} U_{DC} \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right| = \left| \frac{1}{2} - (-1) \right| \cdot \frac{1}{2} U_{DC} = 0,75 U_{DC}. \quad (2.37)$$

Таким образом, для напряжения с максимальной амплитудой разность потенциалов фаз изменяется от 75 до 86,6 % напряжения звена постоянного тока, т.е. недостаток метода управления в том, что разность потенциалов фаз всегда меньше напряжения звена постоянного тока, следовательно, запас напряжения звена постоянного тока используется не до конца.

Данную проблему решает применение векторной ШИМ, способы формирования которой разнообразны. Значительный интерес представляют два из них: шестисекторная векторная ШИМ с четырьмя переключениями ключей на периоде и ШИМ на основе реализации мгновенных фазных потенциалов.

Векторная ШИМ

Векторная ШИМ применяется практически во всех выпускаемых в настоящее время преобразователях частоты. Она позволяет максимально полно использовать запас напряжения на звене постоянного тока. Первые попытки полного использования напряжения звена постоянного тока заключались в перемодуляции синусоидальной ШИМ. Под перемодуляцией в данном случае подразумевается задание амплитуды напряжения больше 100 %. В этом случае синусоиды фазных потенциалов оказываются усеченными по максимальному реализуемому значению, первая гармоника выходного напряжения инвертора увеличивает свою амплитуду (рис. 2.42), но в гармоническом составе появляются 3, 5, 7 и все другие нечетные гармоники.

Увеличить амплитуду первой гармоники напряжения примерно на 15 % без искажений формы токов удалось, добавив к первой гармонике основного сигнала третью гармонику (рис. 2.43). Этот подход использовал полезное свойство трехфазной системы компенсировать

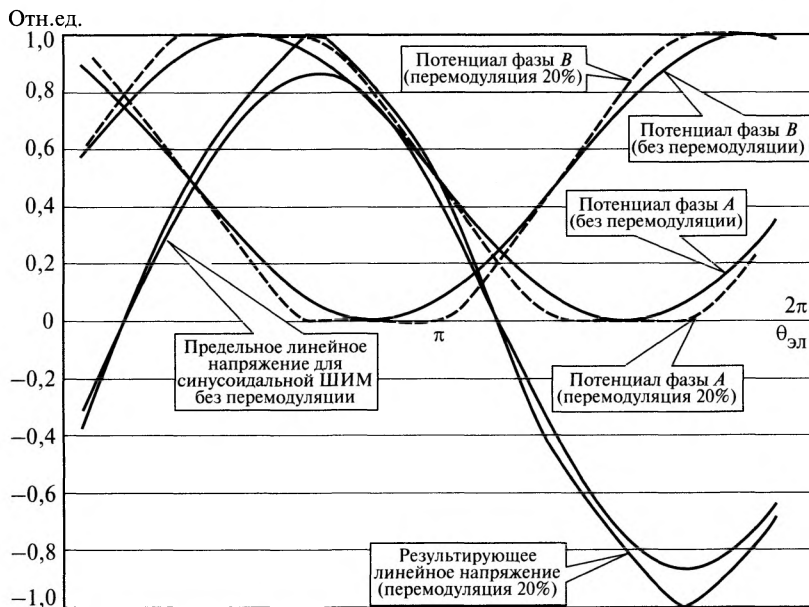


Рис. 2.42. Перемодуляция синусоидальной ШИМ:

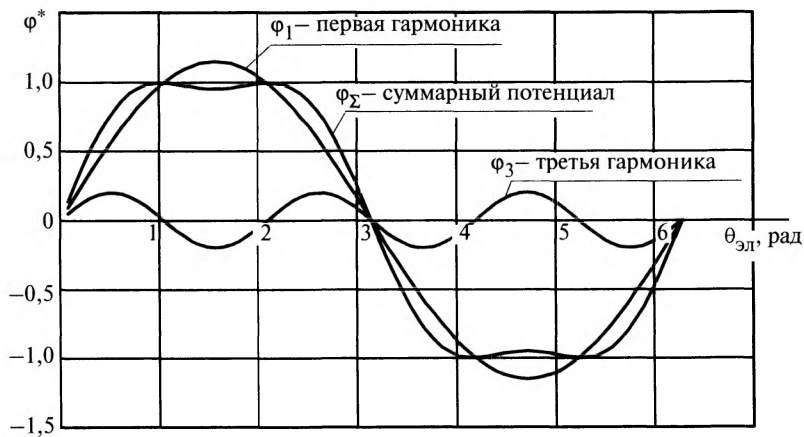


Рис. 2.43. График с использованием третьей гармоники фазных потенциалов для увеличения амплитуды первой гармоники линейного напряжения

третью гармонику. В результате получилась ШИМ, идентичная векторной по своим рабочим свойствам, но далекая от нее математически.

Интересный вывод можно сделать, проанализировав график на рис. 2.43. Для двигателя не имеет значения, какой формы потенциал приложен к его фазным обмоткам, значение имеет лишь разность потенциалов между фазами или форма его линейного напряжения.

В векторной ШИМ [8, 9] выделяют восемь возможных состояний инвертора и нумеруют их двоичными цифрами от 000 до 111. Каждый разряд указывает текущее состояние стойки инвертора. Единице соответствует включенное состояние верхнего ключа стойки и выключенное состояние нижнего, нулю соответствует включенный нижний ключ и отключенный верхний. Для наглядности параллельно будем использовать еще один вид обозначений, когда 000 эквивалентно abc — малыми буквами обозначены включенные нижние транзисторы соответствующих фаз, а 111 эквивалентно ABC — большими буквами обозначены включенные верхние транзисторы. Графически возможные состояния можно представить в виде шестигранника, показанного на рис. 2.44. В нем помимо шести состояний по вершинам присутствуют два нулевых состояния, в которых фазы двигателя замкнуты друг на друга через верхние (состояние 111) или нижние (состояние 000) ключи. Вместе восемь возможных состояний формируют на плоскости шесть треугольных секторов, вершинами каждого из которых являются три различных состояния инвертора, включая одно нулевое.

Напряжение инвертора формируется перебором указанных состояний. Показанный на рис. 2.45 вектор напряжения U можно сформировать двумя способами, выбрав направление обхода по часовой стрелке или против нее. Если производить обход по часовой стрелке, то первым вектором окажется 110 или ABc (включены верхние ключи фаз A и B и нижний ключ фазы C). В этом состоянии инвертор нахо-

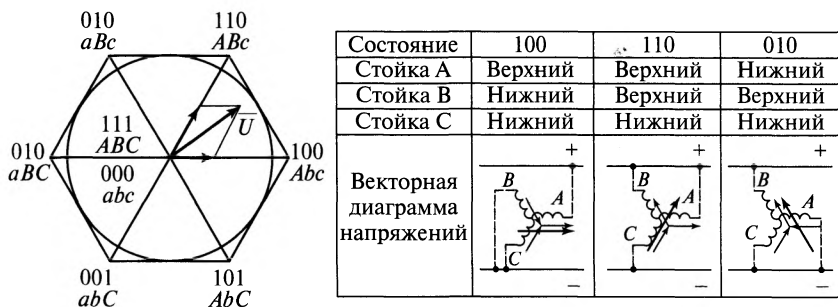


Рис. 2.44. Состояния инвертора в режиме векторной ШИМ

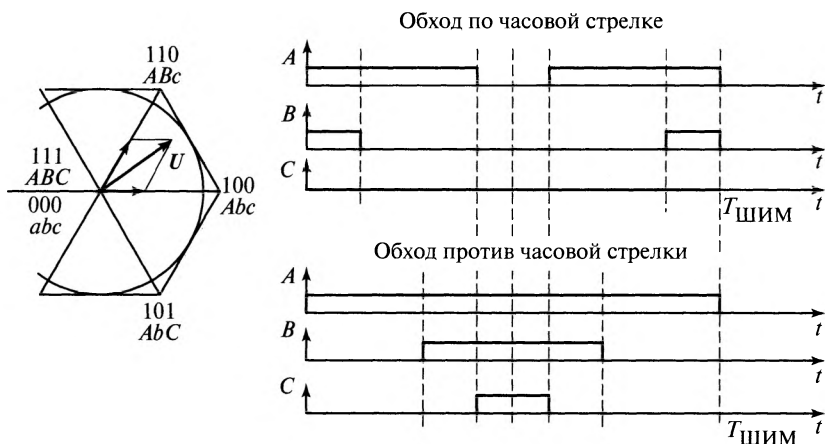


Рис. 2.45. График реализации одного вектора напряжения двумя разными способами

дится некоторое время, определяющееся проекцией результирующего вектора на ось фазы C (фазе C принадлежит линия переключения от точки 001 до 110). Затем переключается ключ фазы B , и инвертор попадает в состояние 100 , где пребывает интервал времени, определяемый проекцией на ось фазы A (фазе A принадлежит горизонтальная линия переключения от 100 до 011). Затем инвертор попадает в нулевое состояние 000 , когда фаза A переключается. В этом нулевом состоянии инвертор замыкает фазы двигателя в одной точке, т.е. напряжение на двигателе равно нулю. На следующих этапах переключаются ключи фаз A и B , и инвертор проходит состояния в обратной последовательности 100 и 110 . Выбирая другое правило обхода базовых векторов, тот же вектор реализуется через состояния $100 \rightarrow 110 \rightarrow 111 \rightarrow 110 \rightarrow 100$. При таком обходе используется другое нулевое состояние 111 .

Изображенные на рис. 2.45 сигналы управления ключами симметричны относительно центра периода ШИМ, поэтому такой способ формирования называют центрированной ШИМ.

В соответствии с рис. 2.45 состояния инвертора для получения одного и того же выходного вектора могут чередоваться в разном порядке. Кроме того, нулевых состояний два, когда замкнуты все верхние или все нижние ключи. Эти состояния идентичны. В первом случае инвертор сначала удерживает состояние 110 , когда фазы A и B подключены к положительной шине звена постоянного тока, а C — к отрицательной. Затем его сменяет состояние 100 . Во втором случае (обход против часовой стрелки) эти состояния меняются местами, хотя время нахождения в каждом из состояний не изменяется, а сле-

довательно, остается прежним эффективный уровень питающего двигателя напряжения. Для ограничения длины реализуемого вектора напряжения используют третье нулевое состояние. В векторной ШИМ смена состояний происходит переключением состояния только одной стойки инвертора, поэтому для приложения к двигателю нулевого напряжения следует в первом случае выключить верхний ключ фазы *A* и включить нижний (тогда все нижние ключи окажутся включенными), а во втором случае включить верхний ключ фазы *C*, тогда включенными окажутся все верхние ключи. С точки зрения двигателя оба режима будут соответствовать короткому замыканию фаз в одной точке.

Следует отметить особенности векторной ШИМ:

за период ШИМ происходит четыре коммутации ключей по сравнению с шестью переключениями в синусоидальной ШИМ (за период в синусоидальной ШИМ коммутируются все три стойки инвертора), что снижает динамические потери в инверторе;

векторная ШИМ максимально полно использует запас напряжения звена постоянного тока без искажения формы выходного тока (на 15 % больше, чем при синусоидальной ШИМ);

для инверторов с бутстрепным (см. ниже) питанием драйверов верхних ключей требуется использовать привязку к нижней шине, т.е. выбирать такие направления обхода базовых векторов, при которых инвертор использует нулевое состояние 000 (см. ниже);

влияние «мертвого» времени и отсутствие коммутации в одной из стоек будет вносить несимметричность в выходное напряжение, и форма тока двигателя будет иметь несколько худший гармонический состав, чем у синусоидальной ШИМ.

Одним из широко известных заблуждений о векторной ШИМ является сложность ее реализации и повышенные требования к микроконтроллеру, а иногда и обязательное наличие аппаратного контроллера для перебора векторов по часовой стрелке или против нее. Однако источником данного заблуждения являются маркетинговая деятельность фирм — производителей микроконтроллеров для продвижения новых изделий, якобы лучше адаптированных под реализацию именно векторной ШИМ. На самом деле просуществовавший около 10 лет в микроконтроллерах семейства Motor Control фирмы Texas Instruments логический автомат векторной ШИМ в настоящее время уже заменен на значительно более гибкий и удобный генератор ШИМ.

Рассмотрим реализацию векторной ШИМ для микроконтроллера с логическим автоматом векторной ШИМ и без него.

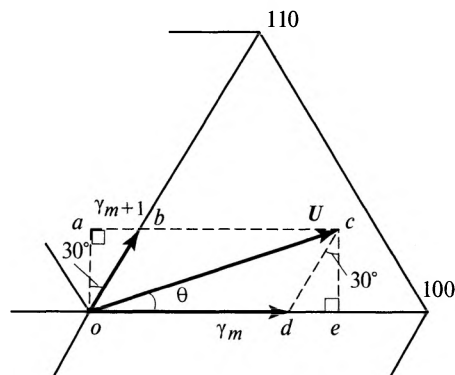


Рис. 2.46. Разбиение вектора напряжения на составляющие в первом секторе

Для заданной амплитуды и угла вектора напряжения алгоритм определяет номер сектора на шестиграннике, в котором находится вектор напряжения. Рассмотрим вариант, когда угол оказался в первом секторе (рис. 2.46).

Вектор напряжения раскладывается на две составляющие γ_m и γ_{m+1} (увеличение номера против часовой стрелки). Для поиска γ_{m+1} можно рассмотреть проекцию вектора напряжения U на вертикальную пунктирную ось. Треугольник oab прямоугольный с одним из углов 30° . Это позволяет рассчитать гипотенузу по известному катету:

$$\gamma_{m+1} = \frac{2}{\sqrt{3}} U^* \sin \theta, \quad (2.38)$$

где U^* является напряжением в относительных единицах, представляющим собой отношение вектора напряжения к стороне шестигранника базовых векторов. Треугольники oab и cde равны. Значит, γ_m можно представить как проекцию вектора напряжения на горизонтальную ось за вычетом отрезка ed :

$$\gamma_m = U^* \cos \theta - \frac{1}{\sqrt{3}} U^* \sin \theta. \quad (2.39)$$

Полученные в результате расчета скважности γ_m и γ_{m+1} реализуемы только в том случае, если их сумма меньше единицы. Не сложно увидеть, что единичный вектор напряжения реализуем только при углах θ , равных $0, \pi/3, 2\pi/3, \pi, 4\pi/3, 5\pi/3$. При других углах максимальный вектор оказывается меньше. Поэтому необходимо вводить ограничение на это вектор, вписывая его в границы шестигранника векторов напряжений. Для системы скалярного управления (этот термин будет рассмотрен в гл. 6) логично сделать коллинеарное ограни-

чение вектора, когда вектор без изменения угла изменяет свою амплитуду, чтобы вписаться в шестигранник.

Алгоритм коллинеарного ограничения работает следующим образом. Если результат сложения γ_m и γ_{m+1} получится больше единицы, то вектор нереализуем. Для получения реализуемых скважностей необходимо воспользоваться уравнениями

$$\left. \begin{aligned} \gamma'_m &= \frac{\gamma_m}{\gamma_m + \gamma_{m+1}}; \\ \gamma'_{m+1} &= \frac{\gamma_{m+1}}{\gamma_m + \gamma_{m+1}}. \end{aligned} \right\} \quad (2.40)$$

Графически ограничение вектора показано на рис. 2.47. Получаем

$$\gamma'_m + \gamma'_{m+1} = \frac{\gamma_m}{\gamma_m + \gamma_{m+1}} + \frac{\gamma_{m+1}}{\gamma_m + \gamma_{m+1}} = 1, \quad (2.41)$$

что соответствует вектору, вписанному в шестигранник.

Далее для микроконтроллера без аппаратного дискретного автомата векторной ШИМ следует записать полученные данные в скважности по стойкам. Так, для обхода по часовой стрелке (вектора 110-100-000-100-110)

$$\left. \begin{aligned} \gamma_A &= \gamma_m + \gamma_{m+1}; \\ \gamma_B &= \gamma_{m+1}; \\ \gamma_C &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.42)$$

Здесь время нахождения во включенном состоянии для фазы A складывается из γ_m и γ_{m+1} , фаза B работает только на протяжении вре-

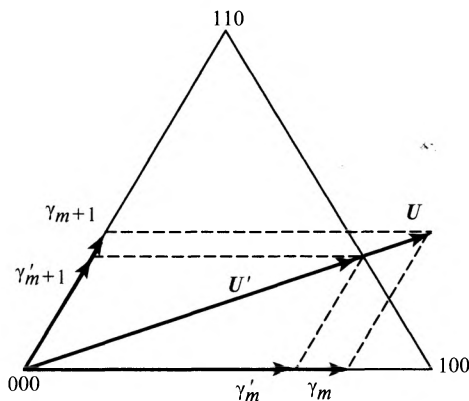


Рис. 2.47. Коллинеарное ограничение вектора напряжения

мени γ_{m+1} , а фаза C постоянно находится с выключенным верхним и включенным нижним ключами. Если обход совершается в обратном направлении (вектора 100-110-111-110-100), то скважности следует определить следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \gamma_A &= 1; \\ \gamma_B &= 1 - \gamma_m; \\ \gamma_C &= 1 - \gamma_m - \gamma_{m+1}. \end{aligned} \right\} \quad (2.43)$$

Нетрудно заметить, что система уравнений (2.42) отличается от (2.43) на $\gamma_0 = 1 - \gamma_m - \gamma_{m+1}$. Это влияет на постоянную составляющую в потенциале фаз, но не сказывается на результирующем линейном напряжении.

Для микроконтроллера со встроенным дискретным автоматом векторной ШИМ задаются направление обхода (по часовой стрелке или против нее), начальный вектор и скважности переходов между состояниями:

$$\left. \begin{aligned} &\text{начать с 110;} \\ &\text{направление обхода} \\ &\text{по часовой стрелке;} \\ &\gamma_1 = \gamma_{m+1}; \\ &\gamma_2 = \gamma_m + \gamma_{m+1}; \end{aligned} \right\} \left. \begin{aligned} &\text{начать с 100;} \\ &\text{направление обхода} \\ &\text{против часовой стрелки;} \\ &\gamma_1 = \gamma_m; \\ &\gamma_2 = \gamma_m + \gamma_{m+1}. \end{aligned} \right\} \quad (2.44)$$

Все остальные операции выполнит дискретный автомат, однако при анализе алгоритма видно, что деление на сектора было обязательным, а остальная вычислительная нагрузка для программного и аппаратного решения практически идентична. Следует отметить,

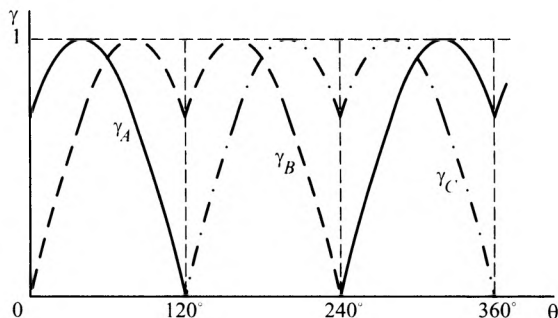


Рис. 2.48. Графики изменения скважностей управления по ключам для табличной реализации векторной ШИМ

что сильного возрастания вычислительной нагрузки на микроконтроллер по сравнению с синусоидальной ШИМ не произошло.

Как и при синусоидальной ШИМ, все расчеты скважностей можно реализовывать по предварительно рассчитанным таблицам, если вычислительных мощностей не хватает для расчета тригонометрических функций в реальном времени (рис. 2.48). Табличным методом векторная ШИМ реализуема на 16-разрядных микроконтроллерах типа i196 [4] и даже на 8-разрядных микроконтроллерах.

Бутстрепное питание драйверов ключей

Использование в преобразователях векторной ШИМ порождает проблемы, о которых пойдет речь в данном разделе. Для управления транзистором между его затвором и эмиттером следует прикладывать напряжение управления. Для трехфазного мостового инвертора требуется шесть источников питания — по одному на каждый транзистор. Казалось бы, что все нижние ключи имеют один потенциал эмиттера и могут питаться от одного источника, однако это не всегда так. В мощных преобразователях отрицательная шина имеет относительно большую протяженность и для процессов, связанных с вопросами формирования управляющих напряжений на затворе ключей, ее нельзя считать строгой эквипотенциалью. В инверторах малой мощности, где используется либо шести- или семиключевой модуль, либо ключи расположены достаточно компактно, можно использовать один источник питания на все нижние ключи. Таким образом, требуется не менее четырех гальванически изолированных источников питания цепей управления транзисторами.

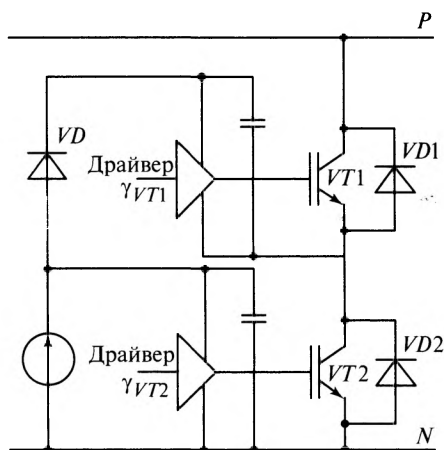


Рис. 2.49. Схема организации бутстрепного питания драйверов

С целью дальнейшего сокращения цены изделия в инверторах малой мощности применяют схему бутстрепного питания драйверов, когда драйверы всех ключей могут быть запитаны от одного источника. Для этого в цепи питания драйверов управления верхними ключами (на рис. 2.49 $VT1$) устанавливают конденсаторы, несущие необходимый запас энергии для управления транзистором $VT1$. Заряд бутстрепного конденсатора осуществляется во время работы нижних ключей (на схеме $VT2$). При этом эмиттер верхнего транзистора стойки подключается к отрицательной шине звена постоянного тока через работающий нижний ключ $VT2$. Все время работы нижнего ключа осуществляется заряд бутстрепного конденсатора через диод VD (см. рис. 2.49). Запасенной в нем энергии должно быть достаточно для управления верхним ключом в течение всего времени, пока нижний ключ находится в отключенном (непроводящем) состоянии, что определяет жесткие требования к номиналу емкости и закону управления ключами, который должен обеспечивать коммутацию нижнего ключа на каждом периоде ШИМ.

Влияние «мертвого» времени на форму выходного напряжения и его компенсация

До сих пор мы лишь однажды вспоминали недостатки принятой модели описания стойки, когда рассматривали вопрос о влиянии на выходной сигнал «мертвого» времени. Для двигателей переменного тока форма выходного напряжения (линейность преобразователя по управлению) имеет первостепенное значение, так как она сказывается на моменте, создаваемом двигателем, участвует в создании греющих токов, вызывает неравномерность вращения вала.

Проявление влияния «мертвого» времени особенно ощутимо на малых скоростях, когда напряжение инвертора далеко от номинального и сопоставимо с прибавкой $\Delta U_{м.в}$ (рис. 2.50).

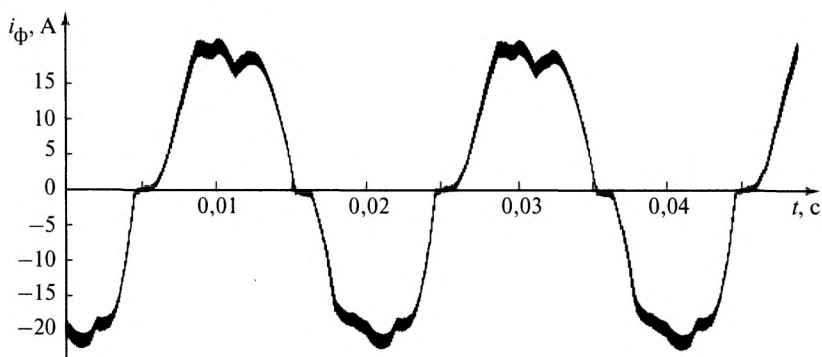


Рис. 2.50. Влияние «мертвого» времени на форму тока

Чтобы устранить данный нежелательный эффект, «мертвое» время компенсируют. Для этого применяют программную или аппаратную компенсацию. Программная компенсация дешевле, так как не требует дополнительного аппаратного обеспечения, но качество ее работы хуже аппаратной. Для компенсации влияния «мертвого» времени надо определить направление тока в фазе двигателя (по выходу стойки). Если ток вытекает из стойки, то «мертвое» время уменьшит потенциал, приложенный к фазе, а значит, необходимо увеличить скважность задания по этой стойке и оставить верхний ключ включенным дольше на «мертвое» время (рис. 2.51):

$$\gamma' = \gamma + \frac{T_{\text{м.в}}}{T_{\text{ШИМ}}} \quad (2.45)$$

Если ток втекает в стойку, то в течение «мертвого» времени он потечет через верхний обратный диод, и фаза окажется привязанной к положительной шине, а эффективный потенциал увеличится. Для

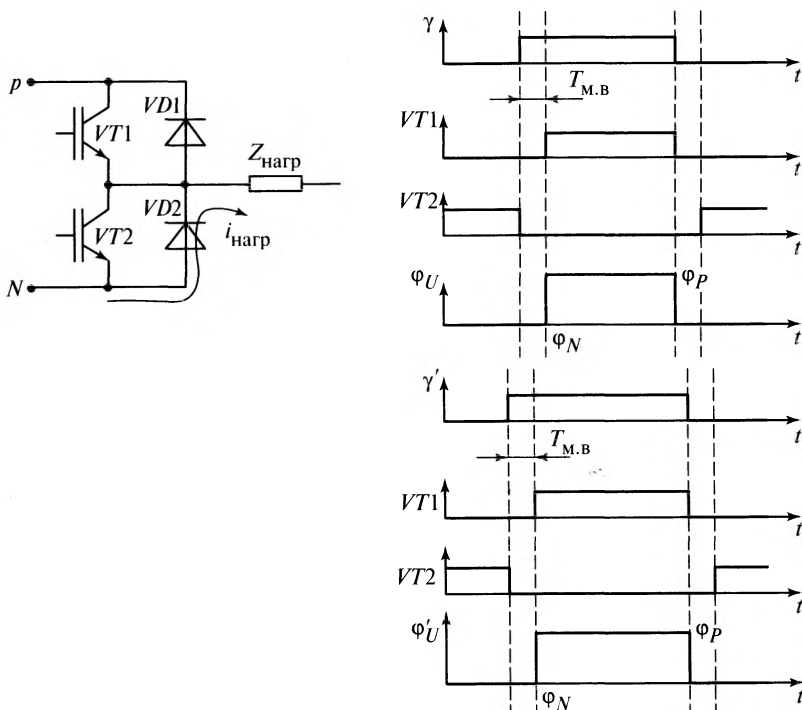


Рис. 2.51. График компенсации «мертвого» времени при положительном токе стойки

уменьшения потенциала надо уменьшить скважность верхнего ключа (рис. 2.52):

$$\gamma' = \gamma - \frac{T_{\text{м.в.}}}{T_{\text{ШИМ}}}.$$

Следует отметить, что «мертвое» время оказывает самое негативное влияние на регуляторы фазных токов как возмущающее воздействие в тот момент, когда ток меняет знак, так как именно в это время изменяется знак воздействия. Если напряжение добавлялось, то теперь после смены знака тока оно вычитается, и наоборот. Когда напряжение стабильно, то это значительно проще воспринимается регуляторами, так как они могут устранять регулярную ошибку своей интегральной составляющей. Поэтому задача компенсации «мертвого» времени наиболее актуальна при смене знака тока или при малых токах, а так как направление тока — это величина, измеряемая по датчику тока в аналоговом виде, да еще с задержкой во времени (АЦП не сразу выдает данные, а коррекция может быть введена

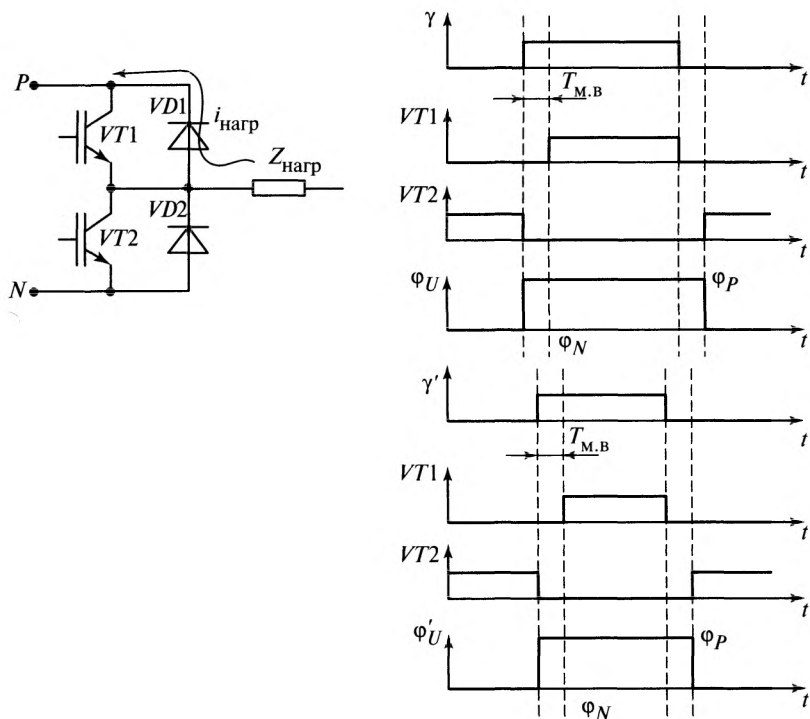


Рис. 2.52. График компенсации «мертвого» времени при отрицательном токе стойки

только для следующего периода ШИМ), то программный способ компенсации «мертвого» времени оказывается неспособным скомпенсировать ошибку, когда это необходимо.

Аппаратный компенсатор проще всего строится на прямом измерении напряжения на выходе преобразователя и сравнении его с ожидаемым и дальнейшей коррекции управляющих воздействий для следующего периода ШИМ. Компенсатор «мертвого» времени может быть построен на базе программируемой логической матрицы (ПЛМ) и получает полную информацию о формируемом векторе напряжения с помощью оптронного датчика. Сравнивая сигнал управления с заданием, ПЛМ интегрирует ошибку, а затем добавляет ее, увеличивая ширину импульса управления, задерживая задний фронт, либо уменьшает, задерживая передний фронт. Функциональная схема устройства с аппаратным компенсатором «мертвого» времени показана на рис. 2.53 [8].

Несмотря на кажущуюся простоту компенсации «мертвого» времени при использовании векторной ШИМ, имеются некоторые особенности. На рис. 2.54 показан процесс влияния «мертвого» времени при положительном токе фазы *A* и отрицательном токе фазы *B*. Как видно из графиков, из полезного сигнала фазы *A* был изъят фрагмент, равный значению «мертвого» времени, в фазу *B* этот фрагмент был добавлен.

Для компенсации «мертвого» времени по фазе *B* необходимо вычесть из скважности γ_B составляющую «мертвого» времени, однако мы получим отрицательное значение, так как в данном случае

$$\gamma_B < \frac{T_{\text{м.в}}}{T_{\text{ШИМ}}}.$$

Таким образом, векторная ШИМ, оперируя скважностями, близкими к нулю, не позволяет компенсировать «мертвое» время. Потенциал как бы зависает в нижней точке, что очень неблагоприятно сказывается на работе регуляторов системы управления.

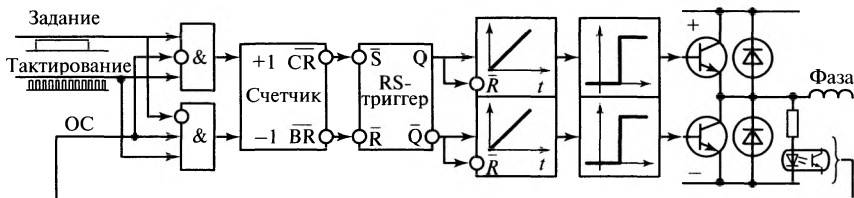


Рис. 2.53. Пример аппаратного компенсатора «мертвого» времени

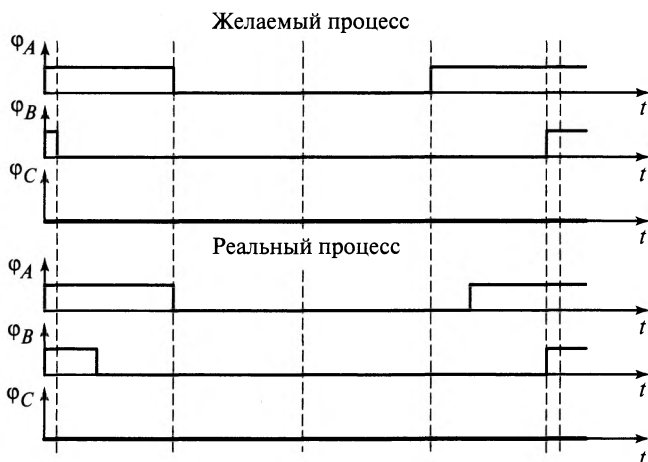


Рис. 2.54. Некомпенсируемое «мертвое» время

Широтно-импульсная модуляция методом реализации мгновенных фазных потенциалов для трехфазных инверторов напряжения

Один из путей решения проблемы компенсации «мертвого» времени и улучшения условий работы регуляторов заключается в том, чтобы не допускать скажностей, близких к нулю или единице при малых амплитудах векторов. Тогда «мертвое» время всегда можно будет скомпенсировать, и не будет проявляться эффект «зависания» вектора на границе сектора.

Рассчитаем потенциалы фаз для вектора напряжения U :

$$\left. \begin{aligned} \varphi_A &= U \cos \theta; \\ \varphi_B &= U \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right); \\ \varphi_C &= U \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right). \end{aligned} \right\} \quad (2.46)$$

Часть потенциалов оказывается положительными, а часть отрицательными. Если прибавить к потенциалам фаз или вычесть из них некоторый потенциал, то получим

$$\left. \begin{aligned} \varphi'_A &= \varphi_A + \Delta\varphi; \\ \varphi'_B &= \varphi_B + \Delta\varphi; \\ \varphi'_C &= \varphi_C + \Delta\varphi. \end{aligned} \right\} \quad (2.47)$$

При этом разность потенциалов между фазами не изменится. Таким образом, надо рассчитать такой потенциал $\Delta\varphi$, чтобы

$$\varphi'_A, \varphi'_B, \varphi'_C \in [\varphi_N, \varphi_P], \quad (2.48)$$

тогда скважности по ключам преобразователя запишутся как

$$\left. \begin{aligned} \gamma_A &= \varphi'_A / U_{DC}; \\ \gamma_B &= \varphi'_B / U_{DC}; \\ \gamma_C &= \varphi'_C / U_{DC}, \end{aligned} \right\} \quad (2.49)$$

где $U_{DC} = (\varphi_P - \varphi_N)$.

Для расчета $\Delta\varphi$ воспользуемся системой уравнений

$$\left. \begin{aligned} \varphi_{\min} &= \min(\varphi_A, \varphi_B, \varphi_C); \\ \varphi_{\max} &= \max(\varphi_A, \varphi_B, \varphi_C); \\ \Delta\varphi &= \frac{U_{DC}}{2} - \left(\frac{\varphi_{\max} - \varphi_{\min}}{2} \right) - \varphi_{\min}. \end{aligned} \right\} \quad (2.50)$$

В этом случае потенциалы фаз расположатся посередине между потенциалами положительной и отрицательной шин звена постоянного тока. Графики зависимости $\Delta\varphi$, u_{AC} , φ'_A , φ'_B и φ'_C представлены на рис. 2.55 для максимальной амплитуды вектора выходного напряжения. При меньших значениях вектора напряжения графики скважностей окажутся ближе к области 0,5 (среднему значению),

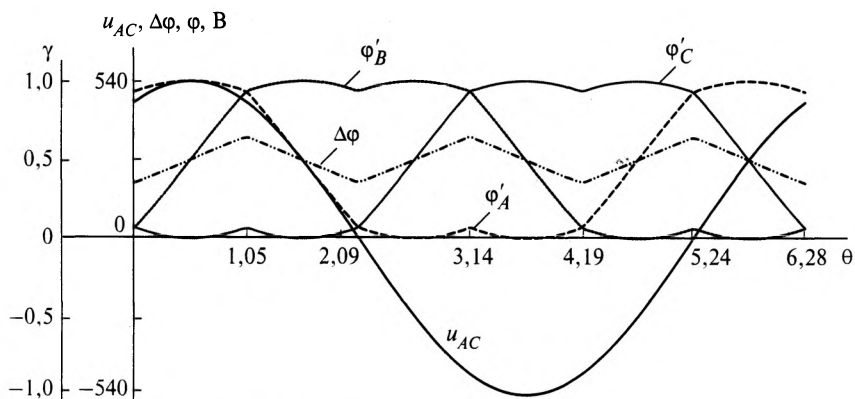


Рис. 2.55. ШИМ мгновенных фазных потенциалов

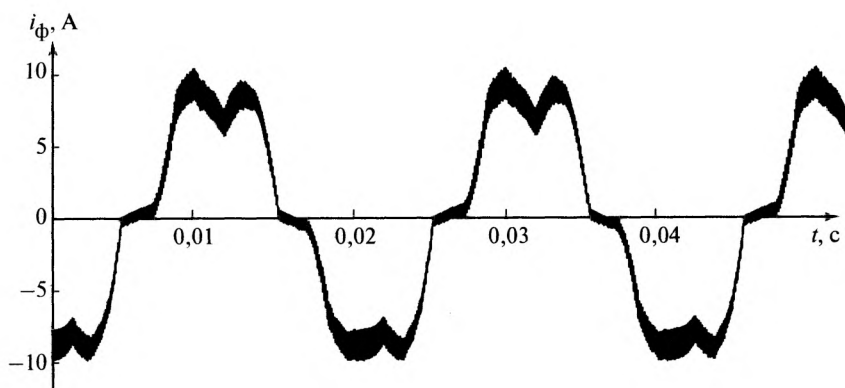


Рис. 2.56. График влияния «мертвого» времени на форму тока для ШИМ мгновенных фазных потенциалов

а искажения формы токов уменьшатся по сравнению с рис. 2.50. Свойства такого метода ШИМ можно кратко сформулировать следующим образом:

метод дает меньшие искажения в форму выходного тока и напряжения, чем векторная ШИМ (рис. 2.56);

при малых амплитудах вектора напряжения скважности близки к 50 %, что позволяет компенсировать «мертвое» время;

использование напряжения звена постоянного тока для данного метода не отличается от векторной ШИМ;

из-за того, что на периоде ШИМ коммутируются все шесть ключей инвертора, динамические потери в 1,5 раза выше, чем при векторной ШИМ.

2.8. Высоковольтные преобразователи

С ростом мощности электропривода встает вопрос о переходе с низковольтных двигателей на высоковольтные и соответственно создании инверторов высокого напряжения, построенных по схемам, отличным от рассмотренных выше. Применение специальных инверторов для высокого напряжения связано с несколькими факторами, возникающими при увеличении мощности:

отсутствие ключей на высокое напряжение (более 1700 В¹) и токи с высокой частотой коммутации, необходимой для формирования напряжения методом ШИМ, используемой в трехфазных инверторах;

¹ Согласно данным компании Semikron использование транзисторов на напряжение выше 1700 В не приводит к удешевлению и улучшению показателей силовых преобразователей из-за несовершенства технологии высоковольтных IGBT и проблемы отвода тепла.

использование ШИМ с увеличением напряжения инвертора приводит к увеличению производных напряжения по времени в трехфазном инверторе, что сказывается на требованиях к изоляции двигателя, увеличивает межвитковые емкостные токи, ограничивает длину кабеля, соединяющего преобразователь и нагрузку, и требует применения дорогих выходных фильтров;

простое последовательное соединение ключей с целью увеличения рабочего напряжения прибора неэффективно, так как даже при малом разбросе параметров один из ключей будет открываться и закрываться быстрее, а другой медленнее, что приведет к тому, что в моменты коммутаций в стойке остается только один ключ на полное напряжение вместо положенных двух в статическом режиме. Поэтому надежность таких схем соединения ключей крайне низкая.

Существует множество схем высоковольтных инверторов, но базовыми являются два типа:

многоуровневый инвертор;

схема с объединением низковольтных ячеек.

Многоуровневый инвертор

На мощностях более 200 кВт применяют трехуровневые инверторы, показанные на рис. 2.57, а при дальнейшем росте мощности количество уровней может быть увеличено. Одна фаза такого инвертора содержит четыре последовательно соединенных ключа. Средняя точка между двумя нижними и двумя верхними ключами соединяется с нагрузкой. Точки между верхними ключами и нижними ключами присоединяются диодами к средней точке источника питания. Если в такой схеме одновременно будет открыто два ключа (или один ключ), то два оставшихся ключа примут по половине напряжения питания. Средняя точка источника питания может подключаться к средней точке входных конденсаторов, а если схема выпрямителя не предусматривает наличие средней точки, то конденсаторы могут оставаться в «подвешенном» состоянии, но в этом случае система управления преобразователя должна следить за перекосом напряжения на них. С увеличением мощности количество уровней увеличивают, при этом увеличивается и количество дополнительных диодов и конденсаторов.

Рассмотрим одну фазу такого инвертора и попробуем применить известные нам модели на примере этой довольно сложной схемы. На рис. 2.58 изображена одна фаза инвертора. Инвертор называется трехуровневым, так как к нагрузке может быть приложено не только полное напряжение питания или ноль напряжения, но и половина

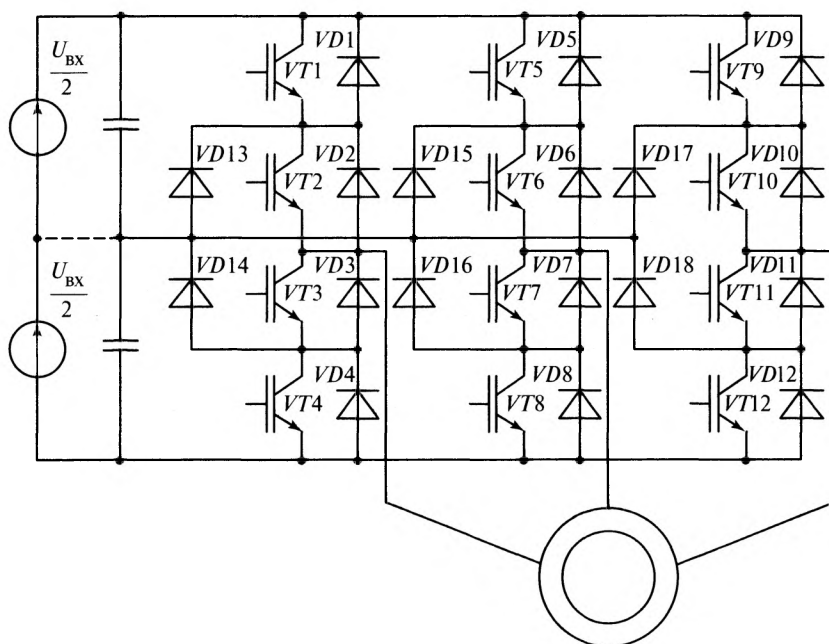


Рис. 2.57. Схема трехуровневого инвертора

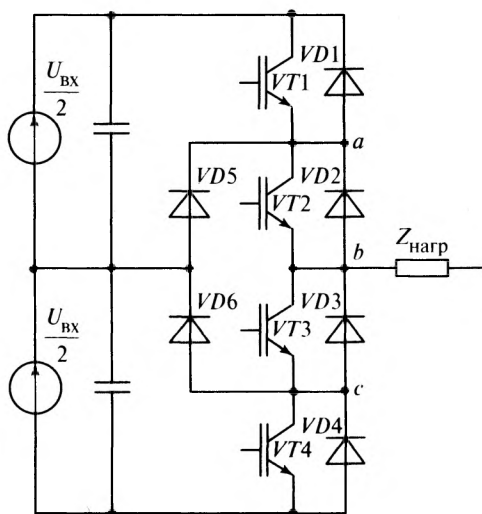


Рис. 2.58. Фаза трехуровневого инвертора

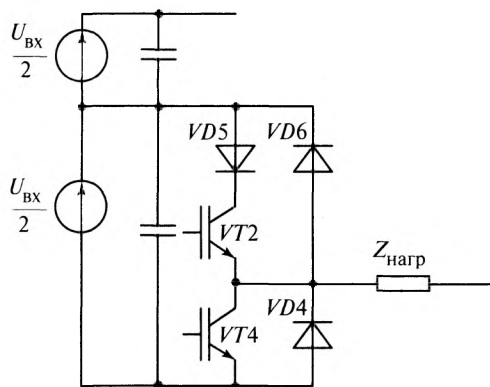


Рис. 2.59. Фаза трехуровневого инвертора с выключенным $VT1$ и включенным $VT3$

напряжения звена постоянного тока (замкнутые ключи $VT2$ и $VT3$). Законов управления инвертором, как и в случае с обыкновенным трехфазным инвертором, может быть бесчисленное множество, но надо определить один самый простой способ для понимания, который дальше можно будет всячески модернизировать и улучшать.

Для начала определим, что ключи $VT2$ и $VT3$ используются для переключения режимов работы фазы инвертора. Для примера рассмотрим режим, когда ключ $VT3$ включен (находится в проводящем состоянии). Он будет образовывать эквипотенциаль между точками b и c . Не будем управлять транзистором $VT1$, он всегда разомкнут, и его ток равен нулю. Тогда схема преобразится в стойку стандартного инвертора, подключенную к нижнему источнику питания (рис. 2.59).

В данной схеме, управляя скважностью по ключу $VT2$ ($VT4$ управляется комплементарно), можно получить любой средний потенциал фазы от нуля до половины напряжения питания. Для получения потенциалов выше половины U_{BX} необходимо переключиться на верхний конденсатор (источник питания). Для этого полностью выключается ключ $VT4$ и включается $VT2$ (рис. 2.60), из-за чего точки a и b (см. рис. 2.58) образуют эквипотенциаль.

Управляя ключами $VT1$ и $VT3$ комплементарно, можно получать значения потенциала фазы от половины U_{BX} до полного напряжения питания. В обоих случаях фаза трехуровневого инвертора была приведена к стандартной стойке и работает по тем же законам. Для многоуровневого инвертора могут быть разработаны алгоритмы векторной ШИМ, может применяться синусоидальная ШИМ или метод реализации мгновенных фазных потенциалов.

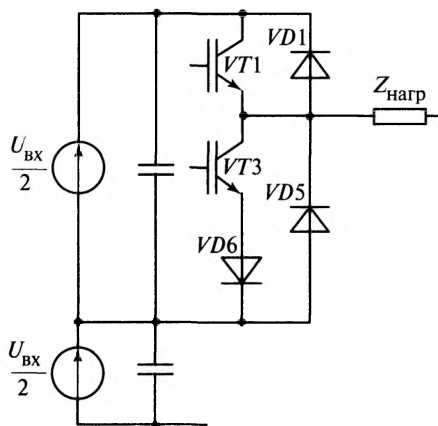


Рис. 2.60. Фаза, подключенная к верхнему источнику

Выравнивание заряда конденсаторов в преобразователе с плавающей средней точкой. До сих пор мы рассматривали трехуровневые преобразователи с двумя отдельными источниками питания для каждого конденсатора. На практике оказывается, что дешевле выполнить схему с одним источником питания, а среднюю точку конденсаторов оставить плавающей. Тогда программа должна будет следить за выравниванием заряда конденсаторов.

Рассмотрим два возможных режима работы фаз: с подключением к нижней емкости и с подключением к верхней. В первом случае (рис. 2.61, а) ключ $VT3$ постоянно включен, а ключи $VT2$ и $VT4$ работают в режиме ШИМ со скважностью γ для верхнего ключа. Потенциал средней точки конденсаторов ϕ_M определяется током средней

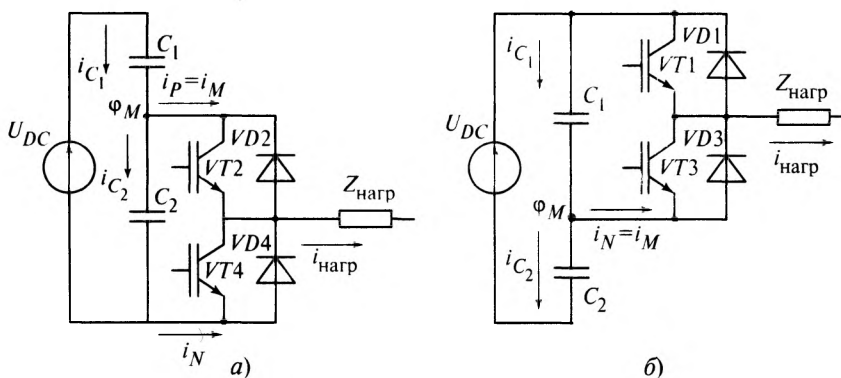


Рис. 2.61. Пути перезаряда плавающих конденсаторов

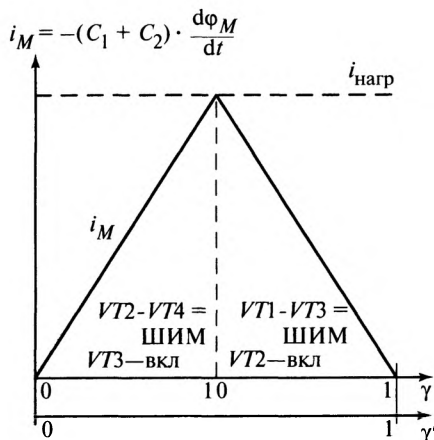


Рис. 2.62. Зависимость тока средней точки от управления стойкой

точки i_M , который в данном случае равен току положительной шины стойки $VT2-VT4$. Для нижнего конденсатора можно записать

$$i_{C_2} = C_2 \frac{d\varphi_M}{dt}, \quad (2.51)$$

для верхнего конденсатора

$$i_{C_1} = C_1 \frac{du_{C_1}}{dt} = |u_{C_1} = U_{DC} - \varphi_M| = C_1 \frac{d(U_{DC} - \varphi_M)}{dt} = -C_1 \frac{d\varphi_M}{dt}. \quad (2.52)$$

Теперь можно записать выражение для тока средней точки:

$$\begin{aligned} i_M = i_P = \gamma i_{\text{нагр}} &= i_{C_1} - i_{C_2} = -C_1 \frac{d\varphi_M}{dt} - C_2 \frac{d\varphi_M}{dt} = \\ &= -(C_1 + C_2) \frac{d\varphi_M}{dt}. \end{aligned} \quad (2.53)$$

Для режима с нагрузкой, подключенной к верхнему конденсатору (рис. 2.61, б) с помощью ключа $VT2$, уравнения заряда конденсаторов (2.51) и (2.52) не изменятся, а уравнение для токов запишется так:

$$i_M = i_N = (1 - \gamma) i_{\text{нагр}} = -(C_1 + C_2) \frac{d\varphi_M}{dt}. \quad (2.54)$$

Уравнения (2.53) и (2.54) описывают процессы в одной фазе, каждое из них применимо для определенного режима работы стойки. График изменения тока средней точки конденсаторов представлен на рис. 2.62.

Для удобства можно ввести приведенную скважность γ' , когда нулю соответствует нулевой потенциал фазы, а единице — максимальное напряжение источника питания. Тогда для тока средней точки конденсаторов можно записать выражение

$$i_M = i_{\text{нагр}}(1 - |1 - 2\gamma'|). \quad (2.55)$$

Для трехфазного трехуровневого инвертора выражение тока средней точки будет суммировать токи от каждой фазы:

$$i_M = i_A(1 - |1 - 2\gamma'_A|) + i_B(1 - |1 - 2\gamma'_B|) + i_C(1 - |1 - 2\gamma'_C|). \quad (2.56)$$

Если суммарный ток положительный, то происходит уменьшение потенциала средней точки, а если отрицательный, то увеличение. Для того, чтобы конденсаторы имели одинаковый заряд необходимо добиться нулевого тока i_M . Токи фаз в уравнении (2.56) определяются режимом работы двигателя, и воздействовать на них, не изменяя характеристику двигателя, мы не можем, зато можно изменять скважности, задавая произвольное смещение $\Delta\gamma$, которое будет влиять на потенциалы фаз относительно шин звена постоянного тока, но не будет влиять на разность потенциалов фаз:

$$i_M = i_A(1 - |1 - 2(\gamma'_A + \Delta\gamma)|) + i_B(1 - |1 - 2(\gamma'_B + \Delta\gamma)|) + i_C(1 - |1 - 2(\gamma'_C + \Delta\gamma)|). \quad (2.57)$$

Для стабилизации разницы напряжений можно использовать ПИ-регулятор, входом которого будет разница напряжений на конденсаторах, а выходом — прибавка по скважности $\Delta\gamma$.

Схема с объединением низковольтных ячеек

Второй и наиболее перспективной схемой построения высоковольтных преобразователей является схема с последовательным объединением низковольтных ячеек. Этот метод, предложенный в середине 90-х годов XX века фирмой Robicon (в настоящее время поглощена фирмой Siemens), получил название «Perfect Harmony» (под «идеальной гармонией» понимается хороший гармонический состав выходного напряжения и тока). Принципиальным в данной технологии является использование хорошо отработанной технологии низковольтных преобразователей частоты.

На рис. 2.63 показана топология высоковольтного преобразователя, который выполнен из девяти низковольтных ячеек, соединенных последовательно по три. Каждая из ячеек питается от своего выпрямителя, подключенного к многообмоточному трансформатору. Наличие специального многообмоточного трансформатора является главным недостатком схемы, к тому же она защищена патентом.

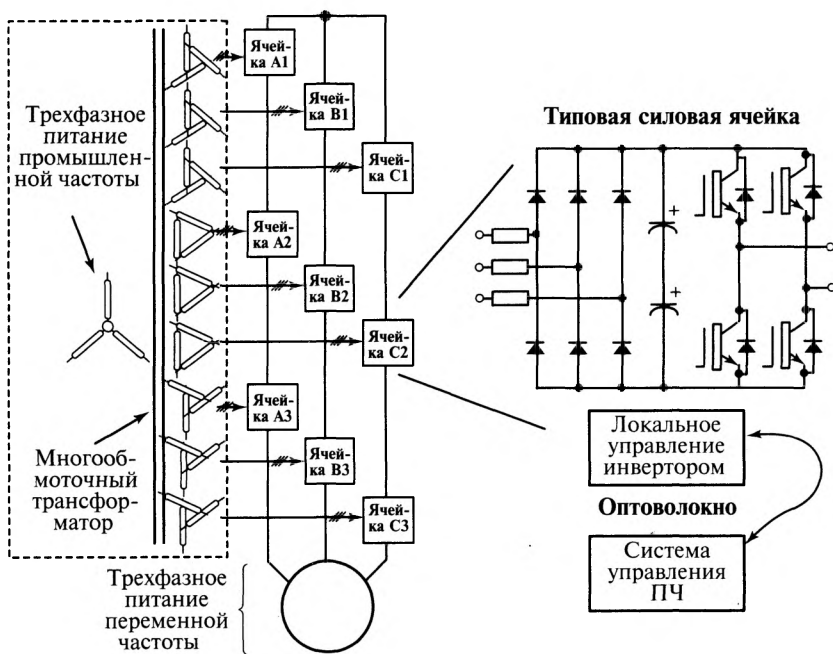


Рис. 2.63. Топология высоковольтного преобразователя Perfect Harmony

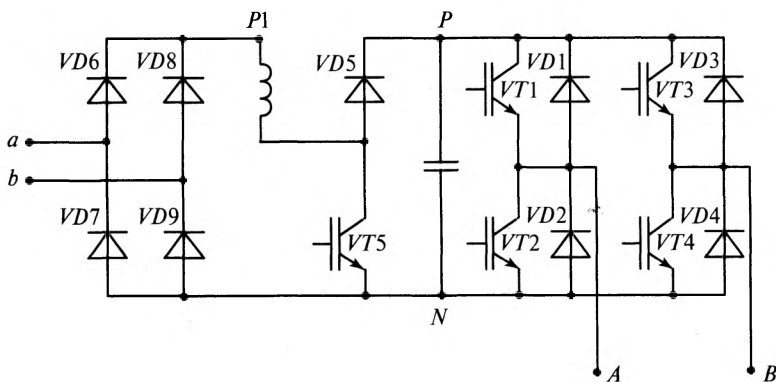


Рис. 2.64. Силовой модуль фирмы Semikron для преобразователей с объединением низковольтных ячеек

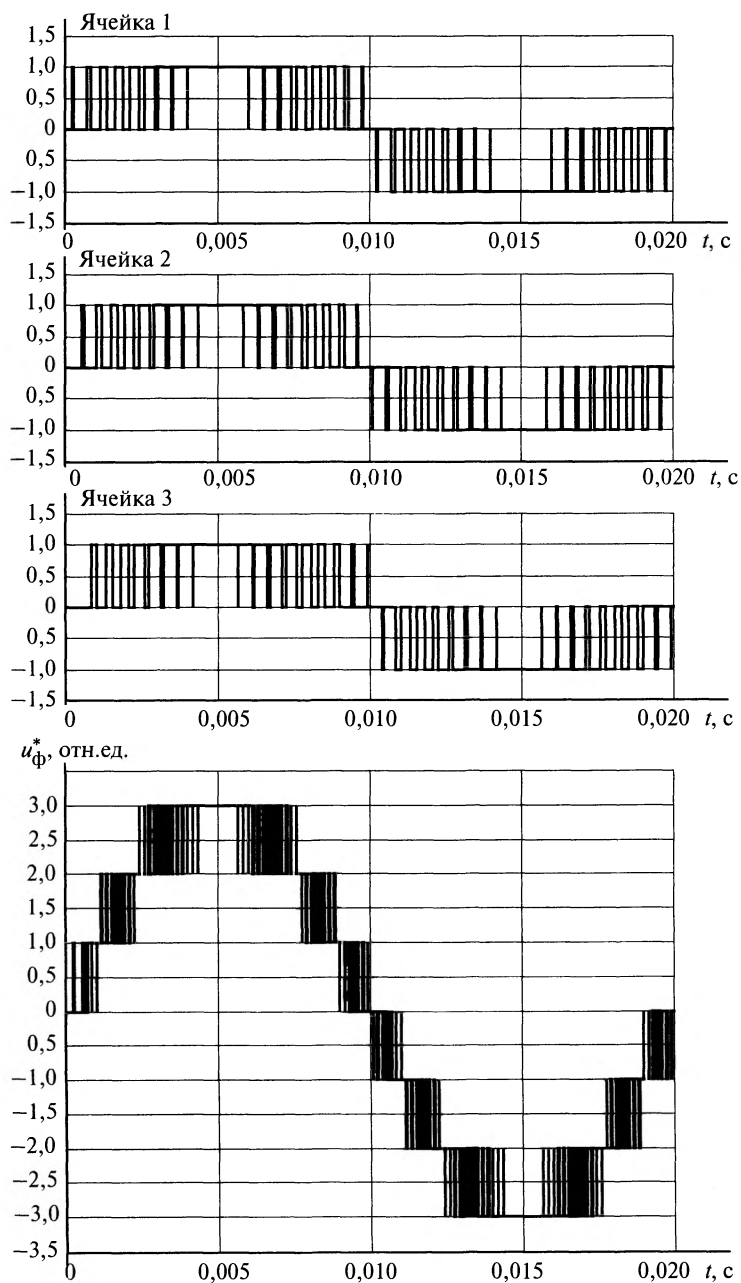


Рис. 2.65. Форма выходного напряжения преобразователя Perfect Harmony с тремя ячейками на фазу

С целью упростить конструкцию трансформатора и обойти патент, фирмой Semikron было разработано решение, содержащее однофазный выпрямитель, корректор коэффициента мощности и мостовой инвертор (рис. 2.64).

Для питания такого модуля требуется одна обмотка трансформатора вместо трех, так как модуль содержит встроенный ключ и обратный диод корректора коэффициента мощности, что позволяет в три раза сократить количество вторичных обмоток. Тем не менее трансформатор по-прежнему должен быть специального исполнения, так как повышенные требования предъявляются к изоляции между вторичными обмотками.

Одна ячейка такого преобразователя может сформировать положительное, отрицательное или нулевое напряжение. ШИМ в каждой ячейке фазы формируется с фазовым сдвигом, что позволяет увеличивать эффективную частоту ШИМ пропорционально количеству ячеек (рис. 2.65). Если частота ШИМ по одной из ячеек составляет 1500 Гц, то эффективная частота результирующего напряжения на трех последовательных ячейках составит 4500 Гц, что соответствует лучшим показателям низковольтных преобразователей частоты. Вдобавок благодаря большому числу уровней выходного сигнала наличие высших гармоник в токе двигателя минимально.

К достоинствам схемы следует отнести возможность выводить из работы любую вышедшую из строя ячейку коммутационной аппаратурой и продолжать работу со сниженной мощностью. К недостаткам относят наличие дорогостоящего специального трансформатора.

2.9. Преобразователи частоты с непосредственной связью (НПЧ)

Преобразователи частоты с непосредственной связью (в зарубежной литературе их обычно называют циклоконвертерами) обеспечивают получение напряжения с регулируемой амплитудой и частотой непосредственно из сетевого напряжения без каких-либо промежуточных преобразований.

Различают два типа НПЧ: на тиристорах (традиционные НПЧ) и на транзисторах, также называемых матричными преобразователями, о которых пойдет речь (рис. 2.66).

Главное отличие НПЧ от обычного преобразователя частоты состоит в отсутствии звена постоянного тока и конденсатора. Существуют также преобразователи, относимые к НПЧ со звеном постоянного тока, но без конденсаторов, в этом случае на входе стоит полностью управляемый инвертор. Отсутствие конденсаторов в схемах НПЧ лишь декларируется, на практике конденсаторы просто переме-

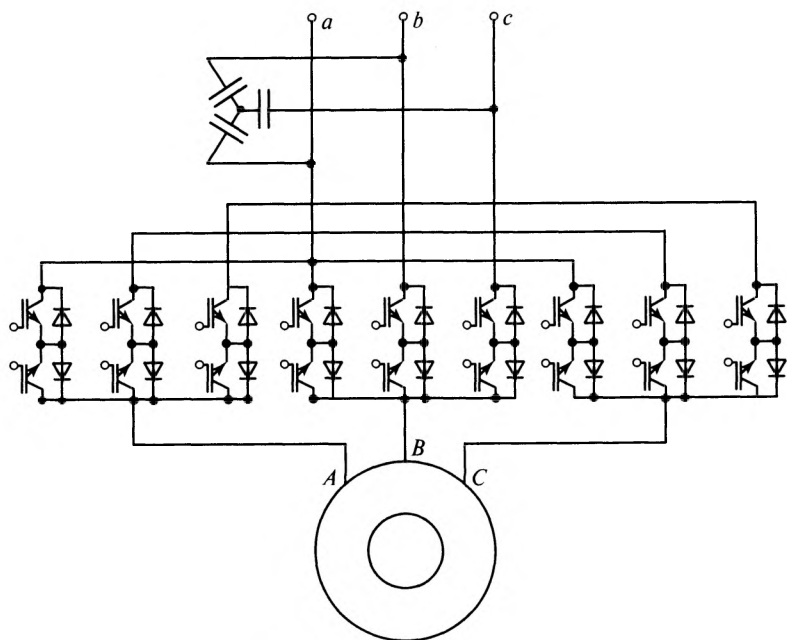


Рис. 2.66. Матричный НПЧ

щены на входные фазы, так как невозможно отменить те правила, которые мы приняли в самом начале, что все преобразователи состоят из стоек, средняя точка стойки подключается к индуктивной нагрузке, а положительная и отрицательная шины — к емкостной. Поэтому наличие конденсаторов в схеме обязательно.

Рассматривая схему на рис. 2.66, следует отметить, что стойки в ней в явном виде (как это было со всеми схемами, которые мы видели до этого) отсутствуют. Чтобы обнаружить стойку, необходимо нарисовать преобразователь иначе, сохранив тем не менее его точную топологию.

Итак, схема состоит из последовательных встречно соединенных транзисторов, каждая такая сборка соединяет каждую фазу сети с каждой фазой двигателя. Чтобы не запутаться в обозначениях не будем нумеровать транзисторы, а дадим именованья каждому из них. Так как транзистор стоит между фазой сети и двигателем, то в обозначении будут фигурировать названия фаз, а чтобы разделить, какой из транзисторов встречной сборки имеется в виду, укажем, к чему этот транзистор подключен (к сети или к двигателю). Таким образом, самый левый верхний транзистор (см. рис. 2.66) будет именоваться VT_{aAPL} . Это значит, что транзистор находится между фазами a и A

со стороны сети (PL — Power Line). А левый нижний транзистор получит обозначение VT_{aAM} . В свою очередь это говорит нам о том, что он располагается со стороны двигателя (M — motor).

На рис. 2.67 изображены графики изменения потенциалов фаз сети относительно нейтрали N . В произвольный момент времени видно, что максимальный потенциал имеет фаза a , а минимальный — фаза b . Рассмотрим работу преобразователя для этого случая. Фазы a и b разделены конденсатором, за счет чего являются источником напряжения. Каждая из фаз подключена к фазе A двигателя через два встречных транзистора. Если замкнуть транзисторы VT_{aAM} и VT_{bAPL} , то схема преобразуется в изображенную на рис. 2.68.

После преобразования схема стала соответствовать стойке, которая может формировать потенциал фазы двигателя φ_A аналогично тому, как это было рассмотрено раньше. На практике алгоритмы

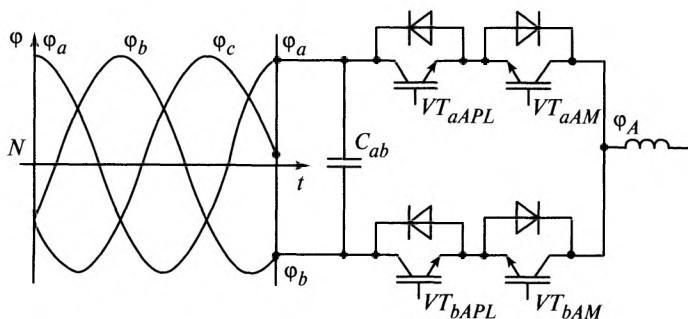


Рис. 2.67. Форма напряжения сети и подключение фаз сети к фазе двигателя

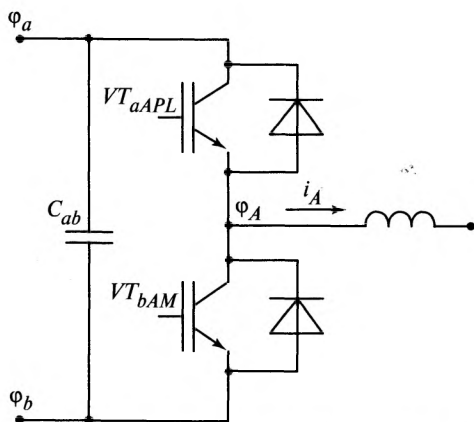


Рис. 2.68. Схема соединения сети с фазой двигателя

управления ключами более сложные, и рассмотренные нами методы ШИМ не применяются.

Преимущество применения такого матричного преобразователя частоты (ПЧ) основано на двух основных моментах:

возможности двунаправленного обмена энергией с сетью, т.е. преобразователь, соединяя сеть с двигателем, не вносит ограничений в направление протекания энергии;

возможности работы с сетью с заданным $\cos\phi$ и полностью синусоидальными токами, что достигается за счет алгоритма управления ключами.

В то же время схема имеет ряд существенных недостатков, которые не позволили ей до настоящего времени найти какое-либо коммерческое применение.

В ПЧ со звеном постоянного тока напряжение на звене составляет около 510 В, что позволяет реализовывать около 94 % напряжения входного. В матричном преобразователе максимальная амплитуда выходного напряжения определяется минимумом разницы напряжений между фазами. Поэтому поддерживать синусоидальное потребление тока из сети и напряжение на двигателе можно только до уровня 86,6 % входного.

В случае аварийного отключения системы управления, когда все транзисторы схемы размыкаются при работающем двигателе, необходимо организовать пути протекания фазных токов. Для этого на фазы двигателя подключают выпрямитель с подключенными конденсатором и варисторами. С такими защитными цепями ПЧ получается дороже и имеет характеристики хуже, чем схема с активным выпрямителем по входу, конденсатором и инвертором по выходу, так как в этом случае нет ограничений по уровню напряжения на двигателе (рис. 2.69).

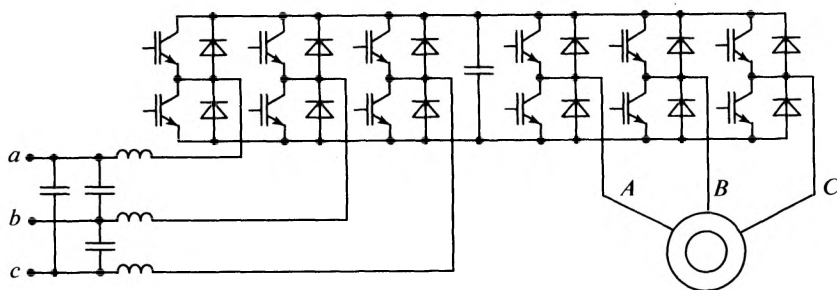


Рис. 2.69. ПЧ с активным выпрямителем

Выводы

В данной главе были кратко рассмотрены вопросы схемотехнических решений в области силовой преобразовательной техники. Все схемы можно декомпозировать на отдельные элементы — полупроводниковые стойки и пассивные элементы, для которых могут быть получены модели разной сложности в зависимости от решаемых задач.

В дальнейшем мы будем применять широтно-импульсный преобразователь для управления двигателем постоянного тока независимого возбуждения и трехфазный инвертор для питания асинхронных и синхронных двигателей. Вопросы компенсации искажений инвертора, вызванные влиянием «мертвого» времени и падения напряжения на ключах в рамках данной книги исследоваться не будут, однако их всегда можно добавить в модель исследуемой системы и рассмотреть вопросы их влияния на характеристики электропривода и пути компенсации.

Контрольные вопросы и задания

1. Преобразователь частоты мощностью 1,8 кВт на клеммах двигателя с линейным напряжением питания 220 В имеет в звене постоянного тока электролитическую емкость номиналом 1600 мкФ. Рассчитайте значение разрядного сопротивления, необходимого для разряда ЗПТ за 5 мин до относительно безопасного уровня напряжения 12 В. Рассчитайте мощность, выделяющуюся на сопротивлении во время работы преобразователя. Рассчитайте процент ухудшения КПД преобразователя при подключении разрядного резистора.
2. Для электрической схемы Г-образного фильтра (параметр фильтра: индуктивность дросселя 20 мкГн, емкость конденсатора 4700 мкФ) запишите систему дифференциальных уравнений. Со стороны дросселя скачком прикладывается напряжение 100 В. Постройте график переходного процесса для тока дросселя и напряжения конденсатора. Создайте резистивную нагрузку номиналом 1 Ом на выходе фильтра (емкости) и решите задачу с теми же исходными данными.
3. Предложите модель стойки для случая, когда потенциал ЭДС нагрузки выходит за пределы $[\varphi_N, \varphi_P]$.
4. Как рассчитать коэффициент усиления тиристорного преобразователя и единицу измерения коэффициента, если задание поступает в виде последовательности байт по интерфейсу промышленный Ethernet непосредственно в цифровую СИФУ преобразователя?
5. На каждом периоде ШИМ возникают две зоны «мертвого» времени. Используя рис. 2.18 и 2.21, объясните, почему в формуле (2.17) и структурной схеме рис. 2.20 «мертвое» время учитывается только один раз?
6. Получите структурные схемы моделей стойки, учитывающих падение напряжения на ключах; «мертвое» время и падение напряжения на ключах.
7. Проанализировав пути протекания тока на рис. 2.24, оцените по осциллограмме значение тока нагрузки.

8. Покажите на осциллограмме рис. 2.24 форму кривой тока источника входного напряжения. Оцените значение среднего тока источника. Соблюдается ли баланс мощности $u_{\text{вх}} i_{\text{вх. ср}} = u_{\text{вых}} i_{\text{нагр}}$?
9. Изобразите структурную схему для универсального преобразователя, показанного на рис. 2.23, а. Будет ли меняться коэффициент усиления преобразователя, если частоты ШИМ для правой и левой стоек будут различаться? Если фаза управляющих сигналов относительно начала периода ШИМ будет различаться?
10. Изобразите преобразователь (рис. 2.35, а) без транзистора VT2. В каких энергетических режимах может работать двигатель постоянного тока в такой схеме? В каких режимах он может работать, если есть транзистор VT2 и отсутствует транзистор VT1?
11. Нарисуйте семейство механических характеристик ДПТ при питании от реверсивного двунаправленного преобразователя (рис. 2.35, б), если в схеме отсутствуют транзисторы: VT1; VT2 и VT3; VT1 и VT3.
12. На графике рис. 2.43 изобразите потенциал нулевой точки двигателя, обмотки которого соединены в звезду.
13. Нарисуйте графики изменения сигналов управления на периоде ШИМ для амплитуд векторов 50, 86,6 и 100 % напряжения для произвольных углов внутри каждого сектора.
14. Запишите расчетные выражения скажностей стоек трехфазного инвертора для вектора U во всех секторах шестигранника базовых векторов для обходов по часовой стрелке и против нее.
15. Укажите требуемые правила обхода для каждого сектора векторной ШИМ, чтобы инвертор использовал в качестве нулевого состояния комбинацию 000, когда обеспечивается гарантированная подпитка схем драйверов верхних ключей при бутстрепном питании.
16. Как будет вести себя инвертор с бутстрепным питанием драйверов верхних ключей, если вектор напряжения медленно поворачивается по часовой стрелке, а правило обхода векторов не меняется от сектора к сектору?
17. Определите, как влияет угол между векторами тока и напряжения на $\Delta\gamma$? Как по заданным токам и скажностям вычислить $\Delta\gamma$, чтобы $i_M = 0$? Выведите уравнения.

Глава 3

ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Введение

Основная проблема восприятия современными студентами вопросов электропривода и особенно вопросов управления электроприводов с обратными связями заключается в отсутствии у них законченного представления о физической цепочке объектов и форматов сигналов от задания контролируемой величины до вала двигателя. Бывает, что хороший (по оценкам) студент прекрасно знает теорию регулирования, но не имеет представления о свойствах датчиков физических величин или умеет хорошо программировать, но не может реализовать непрерывный закон регулирования программно.

Это происходит от того, что многие книги написаны слишком узко. Например, готовя материал данной главы, автор изучил много книг по цифровым системам управления, но нигде не увидел даже простого примера типа: есть RL -цепочка и силовой преобразователь, сделаем для него цифровой регулятор; сделали регулятор, давайте напишем программу и т.д. Отсюда и получается, что при большом количестве современных книг по теории управления, достаточно новых учебников по электроприводу и руководств по программированию микроконтроллеров в отечественной литературе отсутствуют материалы, описывающие принципы проектирования настоящих цифровых систем управления. Автор надеется, что материал этой главы в некоторой степени заполнит существующий пробел.

3.1. Обобщенная структура цифровых систем управления

В общем виде структура цифровой системы управления представлена на рис. 3.1. В состав схемы входят: АЦП — аналого-цифровой преобразователь; ДЦП — дискретно-цифровой преобразователь; ЦР — цифровой регулятор; ЦАП — цифро-аналоговый преобразователь и ОР — объект регулирования, к которому подключены АД — аналоговые датчики и ДД — дискретные датчики.

Объект регулирования имеет некоторое количество переменных состояния, часть из которых доступно для измерения и организации

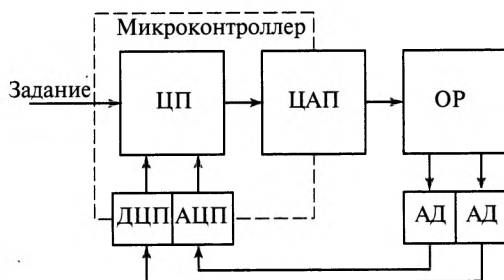


Рис. 3.1. Структура цифровой системы управления

обратных связей. Обычно это токи и напряжения, которые измеряются аналоговыми датчиками (датчики тока и датчики напряжения), имеющие на выходе сигнал в виде тока или напряжения, пропорциональный измеряемому. Скорость может измеряться аналоговым тахогенератором, а положение — с помощью импульсного или абсолютного кодового датчика положения, которые можно отнести к дискретным датчикам.

Сигналы с датчиков поступают на АЦП и на ДЦП. Для аналоговых сигналов может осуществляться предварительная подготовка сигнала, такая как преобразование «ток → напряжение», масштабирование, сдвиг относительно нуля и фильтрация. АЦП преобразует сигнал и получает его цифровое значение, обычно линейно связанное с измеряемой величиной. ДЦП служит для преобразования дискретных сигналов. Так, импульсы с инкрементального (квадратурного) датчика положения ротора двигателя преобразуются в цифровой код положения и т.д.

Цифровой регулятор анализирует поступающие коды и обеспечивает расчет задающего воздействия, необходимого для корректировки значений переменных состояния ОР, и подает результат на ЦАП. В качестве ЦАП выступает инвертор преобразователя частоты и обмотки двигателя. Например, широтно-импульсное напряжение прикладывается к обмоткам, являющимися фильтрующим звеном, а на выходе система получает непрерывную аналоговую переменную состояния — ток.

Цифровые системы управления строятся на базе микроконтроллеров, которые выпускает множество фирм. Для управления источниками питания и электродвигателями в настоящее время наиболее популярны изделия фирмы Texas Instruments. Микроконтроллер содержит вычислительное ядро, оперативную память, Flash-память программ, встроенный модуль АЦП на 5—20 каналов, встроенный широтно-импульсный генератор на 6—24 канала, модуль захвата

событий и модуль квадратурного декодирования для подключения датчиков положения, модули для подключения внешней энергонезависимой памяти параметров, Flash-карт, клавиатур и дисплеев, модуль асинхронного коммуникационного интерфейса (RS-232, RS-485), модуль CAN-интерфейса (промышленная информационная сеть реального времени), а в современных микроконтроллерах — USB и Ethernet. Сводные параметры для семейства C2000 микроконтроллеров фирмы Texas Instruments приведены в табл. 3.1.

Микроконтроллеры удобно использовать для задач управления, так как они являются «системой на кристалле», т.е. пользователю необходимо только подвести питание, подключить кварцевый резонатор (в некоторых случаях можно обойтись RC-цепочкой, если нет особых требований к стабильности частоты работы) и установить драйверы интерфейсов. Драйвером в данном случае называется аппаратное устройство, согласующее уровни сигналов между выводами микроконтроллера и внешней аппаратной частью. В общем виде структура микроконтроллерной системы управления представлена на рис. 3.2.

Например, устройство, преобразующие широтно-импульсный сигнал TTL-уровня с вывода микроконтроллера в сигнал управления IGBT, называется драйвером IGBT. Вариант функциональной схемы



Рис. 3.2. Структура микроконтроллерной системы управления

Таблица 3.1

Параметры современных микроконтроллеров

Модель	TMS320LF2406A	TMS320F2810	TMS320F28335	TMS320F28035	F28M35H52B1
Ядро	16-разрядные целые числа, 40 МГц	32-разрядные целые числа, 150 МГц	32-разрядные целые числа и 32-разрядные числа стандарта IEEE Std, 754 с плавающей точкой, 150 МГц	32-разрядные целые числа, 60 МГц; сопроцессор, выполняющий расчеты регуляторов в прерываниях с 32-разрядными числами стандарта IEEE Std. 754 с плавающей точкой, 60 МГц	32-разрядные целые числа и 32-разрядные числа стандарта IEEE Std, 754 с плавающей точкой, 150 МГц; второе независимое ядро ARM, 75 МГц
Млн. операций в секунду ¹	40 (пиковое), 30 (эффективное)	150 (пиковое), 110 (эффективное)	300 (пиковое), 110 (эффективное)	120 (пиковое)	150 + 75 (пиковое)
Flash-память, кслов	32	64	256	64	512 для ядра C28; 512 для ядра ARM
ОЗУ, кслов	2,5	18	34	10	134 (в сумме на 2 ядра)
Каналы ШИМ	6•2 комплиментарных с «мертвым» временем; 4 дополнительных	6•2 комплиментарных с «мертвым» временем; 4 дополнительных	12 независимых; 6 дополнительных	14 независимых; 1 дополнительный	18 независимых; 6 дополнительных; 8 связанных с ядром ARM
Модули захвата событий	6	6	6	1	6

Модули квадратурного декодирования	2	2	2	1	3
Каналы АЦП	16	16	16	16	20
Интерфейсы ²	SCI, SPI, CAN	2 SCI, 2 SPI, CAN	3 SCI, 3 SPI, 2 CAN	I2C, LIN, SCI, 2 SPI, CAN	2 I2C, 5 SCI, 4 SPI, 2 CAN
USB	-	-	-	-	+
Ethernet	-	-	-	-	+

¹ Эффективное значение дано с учетом опыта программирования автора и может отличаться от данных фирмы Texas Instruments.

² SCI — асинхронный коммуникационный интерфейс (реализует RS-232 или RS-485); SPI — синхронный периферийный интерфейс; I2C — интерфейс для подключения внешней памяти и датчиков; CAN — промышленный сетевой информационный интерфейс реального времени; LIN — автомобильный информационный интерфейс.

драйвера IGBT на базе микросхемы HCPL-316J и его подключение к микроконтроллеру и транзистору представлен на рис. 3.3.

Данная схема служит для преобразования сигнала микроконтроллера (обычно от 0 до 3,3 В) в уровни управления IGBT. Сначала сигнал с вывода микроконтроллера преобразуется в формат «открытый коллектор». Это преобразование необходимо по двум причинам. Во-первых, микроконтроллер имеет ограниченную нагрузочную способность (около 4 мА на вывод), поэтому для обеспечения выходного тока от 10 до 20 мА требуется установить усилитель. Во-вторых, схема создает «токовую петлю», которая в меньшей степени подвержена помехам, чем сигнал напряжения, и может передавать сигнал на расстоянии более метра, т.е. по петле протекает некоторый ток при некотором напряжении, а значит, помеха должна обладать большей мощностью, чтобы изменить состояние токовой петли. С другой стороны, токовую петлю удобно пропускать через первичную цепь оптопары, обеспечивающей гальваническую развязку сигналов микроконтроллера от цепей управления затвора транзистора, но в данном случае развязка встроена в микросхему HCPL-316J.

Микросхема драйвера анализирует состояние входов V_{in+} и V_{in-} . При протекании тока через нагрузочный резистор на V_{in+} остается +5 В, а на V_{in-} попадает нулевой потенциал и на затвор транзистора подается напряжение V_c . При пропадании тока в цепи резистора R_{load} на затвор подается напряжение V_{ee} .

Кроме функции преобразования уровней сигналов драйвер обеспечивает защиты от падения напряжения питания и превышения максимального тока IGBT. Падение напряжения питания опасно тем, что транзистор перестает полностью открываться и попадает в линейный режим, когда чрезмерное тепловыделение может вывести его из строя. Режим защиты от максимального тока реализован не столь эффективно. В момент открытия транзистора от встроенного в микросхему драйвера источника тока с вывода DESAT (англ. *desaturation* — выход из насыщения, т.е. выход транзистора из ключевого режима в линейный) подается ток в коллектор IGBT. Напряжение вывода DESAT постоянно измеряется, и если оно становится более 7 В, то микросхема драйвера фиксирует превышение максимального тока IGBT или короткое замыкание и блокирует управляющие воздействия. Уровень срабатывания защиты определяется количеством последовательно соединенных диодов в цепи DESAT.

Приведем пример. Пусть падение напряжения на транзисторе при номинальном токе составляет от 2 до 2,5 В. Установим защиту на уровне трех номинальных токов, что соответствует от 3 до 4 В в зависимости от температуры кристалла. Для этого введем в цепь DESAT диоды с прямым падением напряжения 4 В. Защита будет срабатывать при токе от 1,5 до 3 номиналов. Если в проводящем

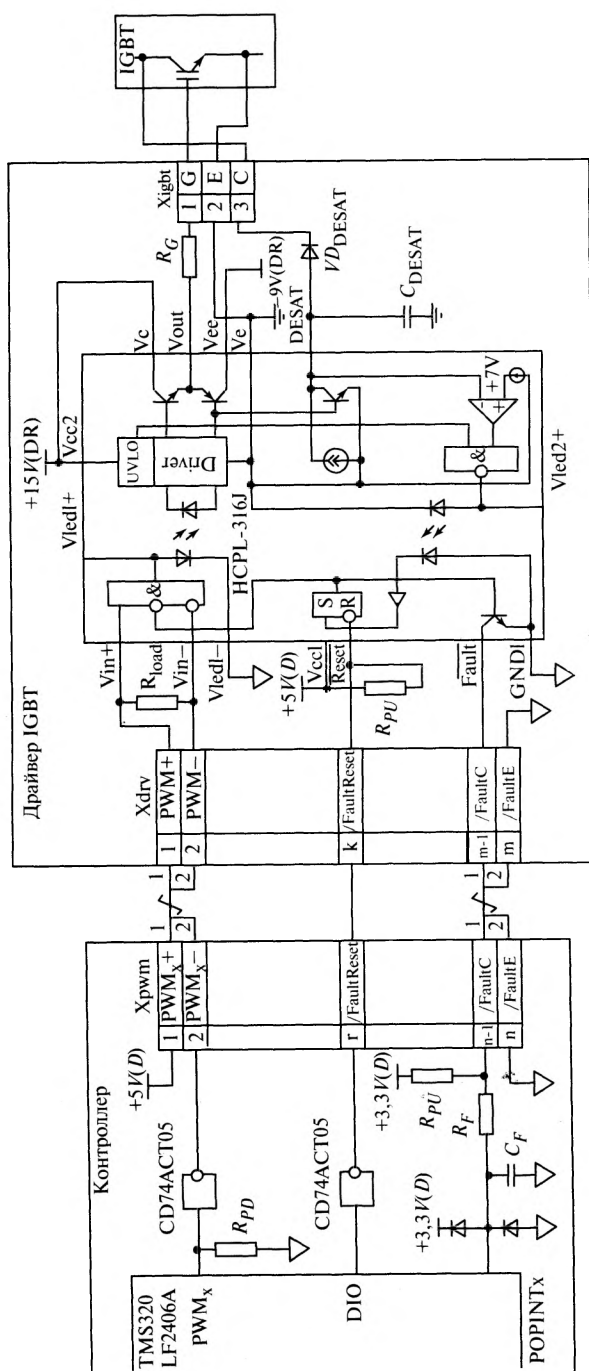


Рис. 3.3. Пример реализации драйвера IGBT на микросхеме HCPL-316J

состоянии напряжение на переходе «коллектор — эмиттер» превысит 3 В или на выводе DESAT — 7 В, то микросхема драйвера заблокирует сигнал управления. Такой способ защиты IGBT не является достаточно эффективным, так как характеристика IGBT не позволяет отключаться при конкретном токе. Из-за того что падение напряжения на ключе почти постоянное, сделать эффективную защиту таким способом не получается. Защита хорошо работает в случае быстро развивающихся коротких замыканий из-за дополнительной составляющей производной тока на паразитной индуктивности ключа, но неэффективна в случае медленно нарастающего тока короткого замыкания.

Аналогичные драйверы связывают микроконтроллер с другими устройствами электропривода: датчики аналоговых величин с АЦП, квадратурный импульсный датчик положения с входами модуля квадратурного декодирования, датчики на элементах Холла с модулями захвата, пульт управления с CAN-интерфейсом и выходы CAN-интерфейса и т.д. Рассмотрим подробно типы и способы подключения аналоговых датчиков и датчиков положения двигателя.

3.2. Аналоговые датчики

Основными датчиками аналоговых величин в данном курсе будут датчики тока, напряжения и тахогенератор. Датчики тока служат для ввода информации по току, напряжения — по напряжению, а тахогенератор — для определения текущей частоты вращения двигателя.

Датчики тока

Датчики тока можно разделить на несколько основных видов:

- шунтовые;
- трансформаторы тока;
- на эффекте Холла;
- компенсационного типа на эффекте Холла.

Шунтовые датчики. Самый простой способ измерить ток — это поставить малое сопротивление в цепь, где необходимо провести измерение, и измерить напряжение на этом малом сопротивлении. Измерительные сопротивления $R_{ш}$ называются шунтами. Рассмотрим примеры измерения тока с шунтами, установленными в фазы инвертора, в стойки инвертора и в звено постоянного тока инвертора (рис. 3.4).

В первом случае (рис. 3.4, а) по шунту всегда протекает ток фазы двигателя, значит, используя дифференциальный усилитель, можно измерить разницу напряжений на шунте, которая будет пропорциональна значению тока. Данный метод хорошо работает только в том случае, если напряжение инвертора мало и соизмеримо с напряже-

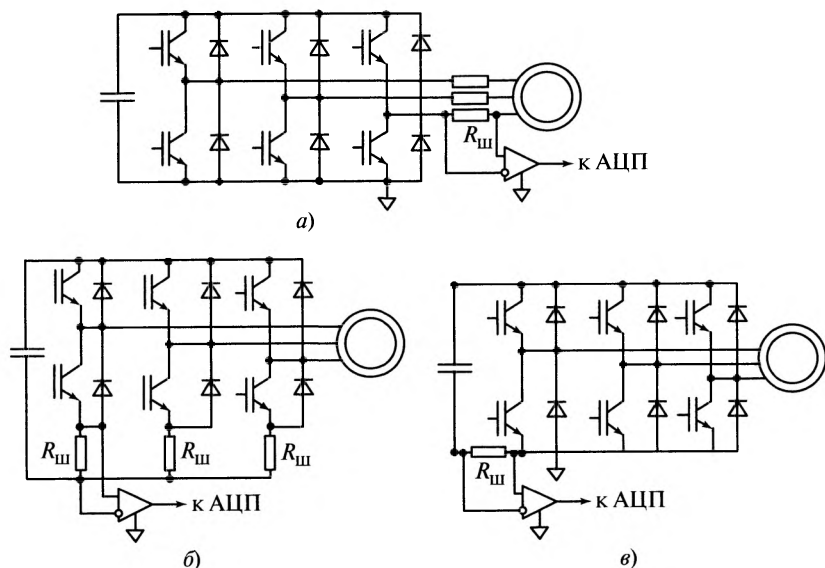


Рис. 3.4. Варианты установки шунтов для измерения тока

нием питания усилителя сигнала. В противном случае сделать измерительную цепь достаточно качественной не получается. Такая схема применяется в электроприводах малой мощности с аккумуляторным питанием, а многие фирмы выпускают для нее специализированные микросхемы.

С ростом мощности и уровня напряжения шунты переходят в звено постоянного тока (рис. 3.4, б), где сигнал может быть измерен относительно потенциала минусовой шины звена постоянного тока. Значения токов в таком случае не могут быть получены в любой произвольный момент времени, так как ток протекает по шунту только при замыкании нижнего транзистора в стойке. Измерение можно выполнить, рассмотрев значения скважностей по стойкам на конкретном периоде ШИМ. Пусть инвертор формирует напряжение с привязкой к верхней шине (рис. 3.5). По фазам двигателя протекают токи 3, 4 и -7 А. Тогда в промежутке между t_1 и t_4 для измерения доступен ток фазы A , а в промежутке между t_2 и t_3 — ток фазы B . Ток фазы C при таком законе управления транзисторами недоступен, однако он может быть вычислен из предположения, что сумма токов по всем трем фазам должна быть равна нулю, тогда

$$i_C = -i_A - i_B, \quad (3.1)$$

что в данном случае составит -7 А.

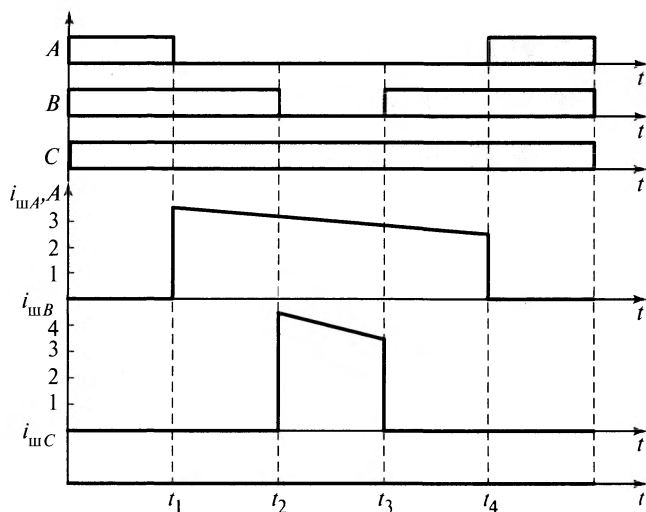


Рис. 3.5. Графики измерения токов фаз по трем шунтам в стойках

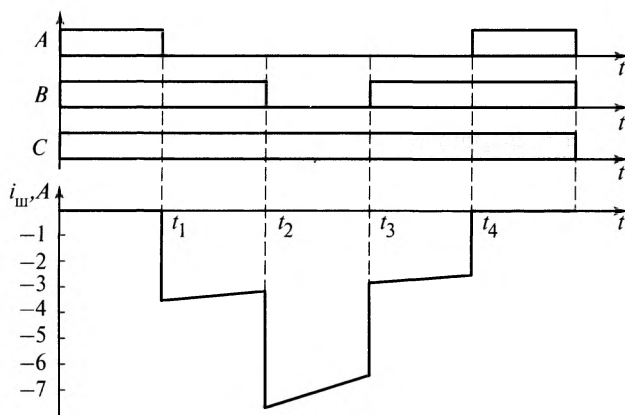


Рис. 3.6. Графики измерения токов фаз с помощью единственного шунта в звене постоянного тока

Сложнее проводить измерение, если в звене постоянного тока установлен лишь один шунт (см. рис. 3.4, в). Тогда на промежутке от начала периода ШИМ до момента t_1 все токи замкнуты в верхних ключах инвертора и с шунта приходит нулевой сигнал (рис. 3.6). Начиная с t_1 и заканчивая t_2 через шунт протекает ток фазы A , измерительный усилитель, показанный на рис. 3.6, измерит его с противоположным знаком. На интервале от t_2 до t_3 через шунт протекает сум-

марный ток фаз A и B , который измеряется с противоположным знаком, численно равный току фазы C .

В таких реализациях микроконтроллерная система управления должна отслеживать выходные параметры программы модуля ШИМ и определять моменты, когда измерения токов фаз можно выполнить достоверно. Затем для каждого возможного закона переключения ключей разбирается набор правил, определяющий, каким именно образом интерпретировать показания измеренного тока шунта и выполнять расчет тока каждой фазы. Кроме этого, надо уметь исключать узкие импульсы в состояниях инвертора и отступать от начала очередного состояния инвертора, чтобы не зафиксировать помехи, связанные с коммутационными процессами.

Измерение токов с помощью шунтов имеет следующие *достоинства*:
низкую цену;

компактную разводку и минимальный объем,

а также *недостатки*:

невысокую точность измерений;

ограничения на способы ШИМ;

система управления гальванически связана с силовой частью.

Измерительные трансформаторы тока. С увеличением мощности выше 1 кВт использовать шунтовые датчики тока становится невозможно из-за возрастающего уровня помех от связи системы управления с шиной звена постоянного тока, поэтому переходят на гальванически развязанные датчики тока.

Трансформаторы тока (рис. 3.7) являются дешевым решением, однако могут достаточно точно измерять ток на частотах выше 15 Гц. Ток первичной обмотки трансформируется в ток вторичной пропорционально количеству намотанных витков. Выход трансформатора обязательно должен быть нагружен измерительным сопротивлением

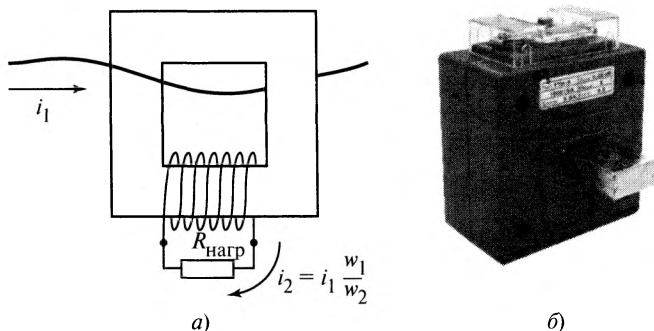


Рис. 3.7. Конструкция (а) и внешний вид (б) трансформатора тока

$R_{\text{нагр}}$, которое выбирается в расчете на диапазон напряжения модуля АЦП контроллера. К *достоинствам* можно отнести:

предельную простоту конструкции;

надежность;

цену;

точность на высоких частотах.

К *недостаткам* трансформаторов тока можно отнести:

невозможность измерения постоянного тока;

аварийный режим работы при обрыве измерительного сопротивления.

Датчики на эффекте Холла. Датчики на эффекте Холла лишены указанных недостатков. Принцип действия показан на рис. 3.8. Когда ток протекает по проводнику вблизи полупроводникового элемента, вокруг проводника появляется поле, которое пронизывает полупроводник. Если через элемент пропустить калиброванный ток, то движущиеся заряды будут смещаться под действием электромагнитного поля и на краях элемента возникнет разность потенциалов, которая будет пропорциональна току, протекающему в проводнике.

Следует отметить, что такая конструкция требует очень точного изготовления полупроводникового элемента, правильной ориентации проводника с измеряемым током и точного источника тока в измерительной цепи, поэтому такие датчики обычно выпускаются в виде микросхемы, в которую эти компоненты герметично упакованы. В настоящее время доступны микросхемы в корпусе SOIC-8 на ток до 25 А [10], а для больших токов применяют специализированные корпуса, например, CB-PSF и CB-PSS [11]. Такие датчики обеспечивают точность измерения тока от 1 до 5 % во всем температурном диапазоне, а полоса пропускания датчика достигает 40 кГц.

Более точно измеряют ток **датчики компенсационного типа**, функциональная структура которых представлена на рис. 3.9. Датчик

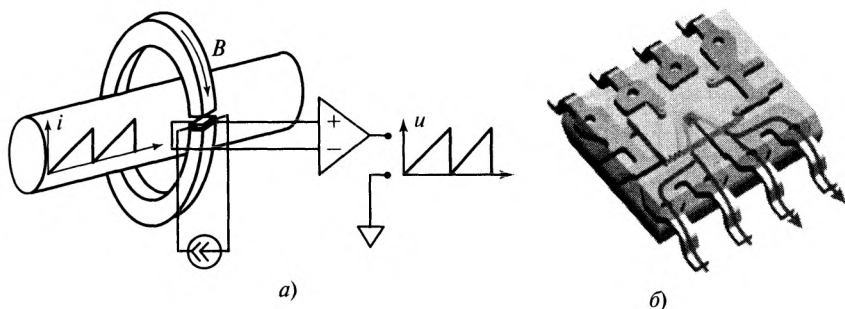


Рис. 3.8. Датчик тока на эффекте Холла (а) и пример реализации в виде интегральной микросхемы (б)

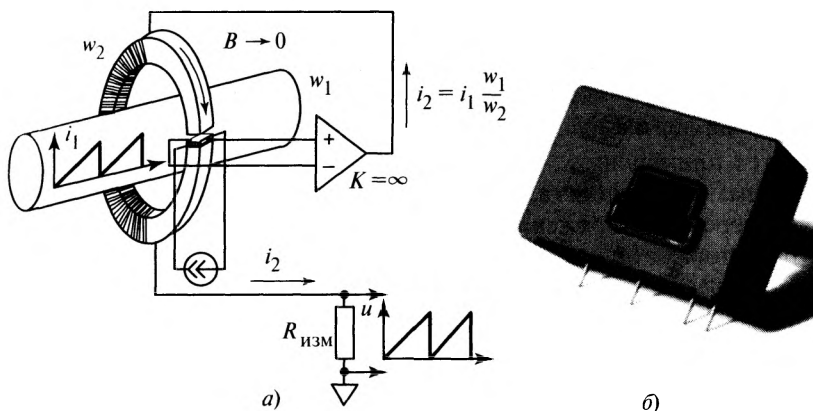


Рис. 3.9. Датчик тока на эффекте Холла компенсационного типа [функциональная схема (а) и внешний вид (б)]

содержит сердечник, через который продевается проводник с измеряемым током. На сердечник намотана обмотка, содержащая w витков (1000 витков и более). Если по первичному проводу протекает ток, то это вызывает появление электромагнитного поля в зазоре сердечника, где установлен чувствительный элемент. Элемент фиксирует наличие поля и подает сигнал на усилитель с большим коэффициентом усиления (компаратор), который создает во вторичной обмотке ток, направленный так, чтобы размагнитить сердечник. В итоге во вторичной обмотке устанавливается ток в w раз меньше, чем ток первичной обмотки. Этот ток пропускается через измерительный резистор.

В данном датчике полупроводниковый чувствительный элемент регистрирует не абсолютное значение индукции B поля, а лишь на его знак, т.е. от точности изготовления элемента точность измерения тока не зависит. Датчик всегда создает такой ток во вторичной обмотке, чтобы поле в зазоре сердечника было равно нулю, поэтому данные датчики имеют очень хорошую точность. На низких частотах датчик работает, как описано выше, а на высоких частотах индуктивность вторичной цепи не позволяет быстро отрабатывать изменения тока в первичной цепи. Однако датчик начинает вести себя как трансформатор тока, и частотный диапазон расширяется до 200—500 кГц.

К достоинствам следует отнести:

- измерение от постоянного тока и до тока частотой 500 кГц;
- широкий диапазон измеряемых токов;
- высокую точность измерения.

Самым существенным недостатком является высокая стоимость.

Датчики напряжения

Существует несколько основных типов применяемых датчиков напряжения. Это может быть резистивный делитель напряжения, оптронный датчик или датчик на эффекте Холла.

В тех применениях, когда используются шунтовые датчики тока и система управления гальванически связана с отрицательной шиной, для измерения напряжения можно применить делитель напряжения на резисторах. Если требуется гальваническая развязка, то может применяться относительно дешевый датчик, построенный на линейной оптопаре.

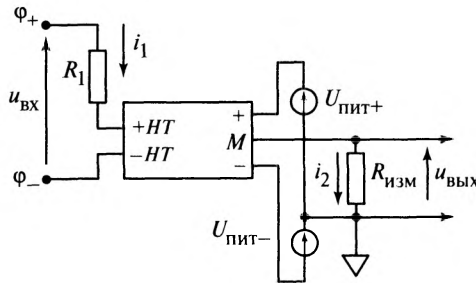


Рис. 3.10. Схема включения датчика напряжения на эффекте Холла компенсационного типа:

+HT, -HT — выводы первичной обмотки; М — измерительный выход

В ответственных применениях используют датчики напряжения на эффекте Холла компенсационного типа (рис. 3.10), которые отличаются от датчиков тока коэффициентом трансформации. Если у датчиков тока он 1000:1 и более (на 1000 А тока первичной цепи на выходе формируется 1 А выходного тока), то у датчика напряжения фирмы LEM LV-25P он 1:2,5 (на 1 мА входного тока выдается 2,5 мА выходного). Датчик подключается к измеряемому напряжению последовательно с сопротивлением, как показано на рис. 3.10. Сопротивление ограничивает ток первичной цепи, а во вторичной цепи устанавливается измерительное сопротивление.

3.3. Подключение аналоговых датчиков к микроконтроллеру

Сигнал с датчика тока или напряжения требует предварительной обработки, прежде чем он может быть подключен ко входу АЦП контроллера. Должны решаться вопросы согласования уровней сигналов, фильтрация помех, защита входа АЦП от перенапряжений. Для выполнения всех этих операций с сигналом удобно применять схему

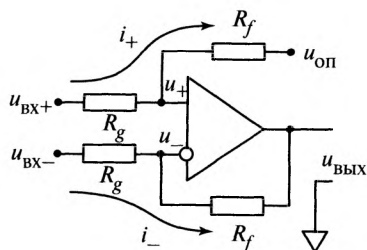


Рис. 3.11. Операционный усилитель в дифференциальном включении:

R_f — сопротивление цепей обратной связи; R_g — входные сопротивления; $u_{оп}$ — опорное напряжение

с операционным усилителем в дифференциальном включении, представленную на рис. 3.11.

Уравнение для выходного напряжения в данной схеме можно получить, приняв, что напряжения на положительном и отрицательном входах операционного усилителя равны и сопротивление входов равно бесконечности. Тогда можно записать систему уравнений

$$\left. \begin{aligned} i_+ &= \frac{u_{ВХ+} - u_{оп}}{R_g + R_f}; \\ u_+ &= u_{оп} + i_+ R_f; \\ u_+ &= u_-; \\ i_- &= \frac{u_{ВХ-} - u_-}{R_g}; \\ u_{ВЫХ} &= u_- - i_- R_f. \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

Теперь необходимо последовательно подставить в последнее выражение системы оставшиеся выражения, что после упрощения даст

$$u_{ВЫХ} = u_{оп} + \frac{R_f}{R_g} (u_{ВХ+} - u_{ВХ-}). \quad (3.3)$$

Полученная формула показывает несколько интересных особенностей схемы:

коэффициент усиления схемы равен отношению R_f к R_g ;

схема измеряет разницу потенциалов положительного и отрицательного входов;

существует возможность смещения выходного сигнала за счет изменения опорного напряжения.

Схема является дифференциальной, а значит, она нечувствительна к синфазным помехам, т.е. к помехам, возникающим по обоим вхо-

дам одновременно. Датчик аналоговой величины, подключаемый к схеме, измеряет сигнал относительно общей аналоговой земли. Если передавать данный сигнал одним проводом (рис. 3.12, а), то электромагнитная наводка вызовет появление ЭДС в контуре проводников общей земли выходной цепи датчика и сигнальном проводе, соответственно помеха появится и на входе АЦП микроконтроллера. Дифференциальная схема позволяет передавать сигнал с датчика двумя проводами, выполненными в виде «витой пары». Один из проводов передает сигнал с датчика, а другой соединяется с землей и является «сигнальной землей» (рис. 3.12, б). Наводка от электромагнитной помехи в этом случае действует сразу на два провода, изменяя их потенциалы одновременно. На усилителе в дифференциальном включении эти сигналы вычитаются и на выходе синфазная помеха отсутствует. Применение витой пары позволяет расположить провода так, чтобы площади контуров сигнального провода относительно земли и сигнальной земли относительно земли были одинаковыми. На рис. 3.12, б видно, что площадь контура для наведения ЭДС от электромагнитной помехи между сигнальным проводом и сиг-

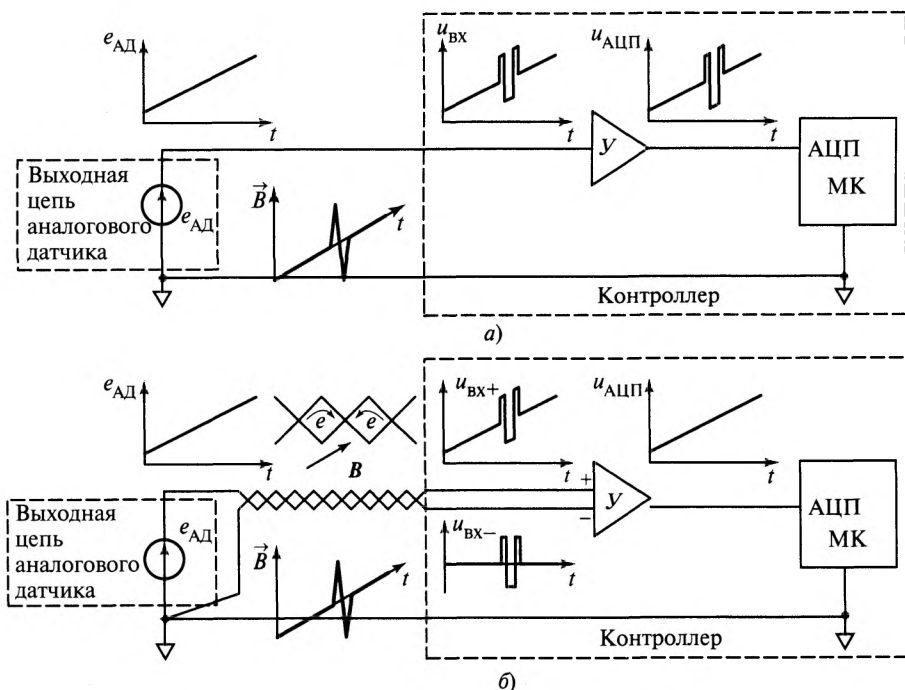


Рис. 3.12. Сравнение потенциальной и дифференциальной схем передачи и обработки сигнала аналогового датчика

нальной землей приблизительно равна нулю, так как провода свиты и помеха наводит ЭДС в одном малом контуре в одну сторону, а в другом — в противоположную.

Следует отметить, что большинство АЦП микроконтроллеров воспринимает однополярный сигнал, в то время как датчики могут выдавать сигналы переменной полярности. Например, датчик тока фазы асинхронного двигателя выдает сигнал, пропорциональный мгновенному значению тока, а значит, напряжение на измерительном резисторе будет положительного знака на положительной полуволне тока и отрицательного знака на отрицательной. Однако все микроконтроллеры, приведенные в табл. 3.1, имеют однополярные АЦП. Так, TMS320LF2406A имеет 10-разрядный 16-канальный АЦП с диапазоном входных напряжений от 0 до 3,3 В. Напряжению ноль соответствует код 0, а напряжению 3,3 В — код 1023 (в модуле АЦП микроконтроллера он хранится как $1023 \cdot 64$). Значит, для ввода в микроконтроллер разнополярного сигнала необходимо не только отмасштабировать его с некоторым коэффициентом усиления, но и добавить к сигналу постоянное смещение, чтобы независимо от полярности напряжение, подаваемое на АЦП, находилось внутри рабочего диапазона значений. Принцип преобразования сигнала представлен на рис. 3.13.

Первым делом необходимо определить диапазон возможных изменений сигнала с датчика. Следует учесть, что датчик передает мгновенное значение величины, поэтому в расчетах используются амплитудные значения. В общем случае амплитуда положительной и отрицательной полуволн сигнала может различаться. Приведем в качестве примера аккумулятор автомобиля. Во время пуска двигателя внутреннего сгорания стартер потребляет ток около 300 А, а заряд аккумулятора выполняется током 10 А. Данный пример, конечно, не является типичным, однако он показывает, что подобные

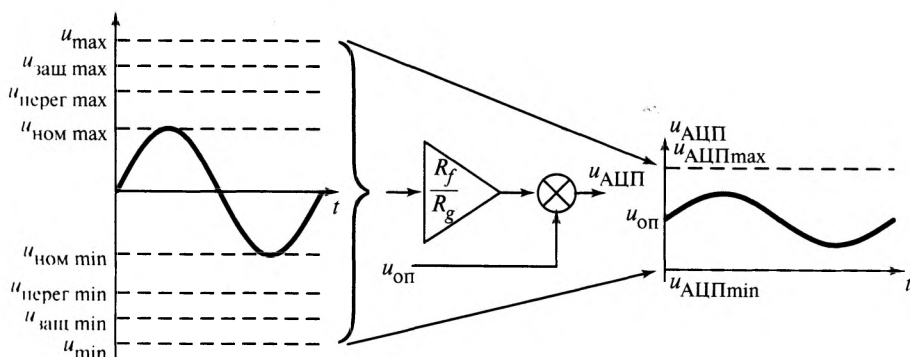


Рис. 3.13. Принцип преобразования сигнала

несимметрии могут встречаться. Кроме того, диапазон входного сигнала должен выбираться из учета всех возможных перегрузок и охватывать пороги срабатывания защит. Получив диапазон, можно выбрать коэффициент усиления дифференциальной схемы:

$$\frac{R_f}{R_g} = \frac{u_{\text{АЦП max}} - u_{\text{АЦП min}}}{u_{\text{вх max}} - u_{\text{вх min}}}. \quad (3.4)$$

После можно рассчитать значение опорного напряжения для смещения сигнала:

$$u_{\text{оп}} = \frac{-u_{\text{вх min}}}{u_{\text{вх max}} - u_{\text{вх min}}} (u_{\text{АЦП max}} - u_{\text{АЦП min}}). \quad (3.5)$$

На практике контроллер разрабатывается под стандартный диапазон входных напряжений. Это могут быть входы от 0 до 5 В, от 0 до 10 В, от -5 до +5 В, от 0 до 5 мА и от 0 до 20 мА. Кроме того, существуют специализированные микросхемы дифференциальных операционных усилителей со встроенными резисторами фиксированного номинала. Например, микросхема INA2137 фирмы Texas Instruments имеет два операционных усилителя в одном корпусе с резисторами R_g номиналом 12 кОм и R_f номиналом 6 кОм с точностью 0,1 % и позволяет получать в дифференциальном режиме коэффициенты усиления 1/2 и 2. Использование таких усилителей решает сразу несколько проблем:

- упрощается разводка печатной платы, так как распределение выводов микросхем позволяет подключать все входы с одной стороны, а выходы с другой;

- существенно уменьшается площадь печатной платы, так как все резисторы, отвечающие за формирование коэффициента усиления, встроены в микросхему;

- существенно выше точность преобразования сигналов из-за высокой точности встроенных резисторов (не хуже 0,1 %).

Рассмотрим пример подключения датчика фазного тока асинхронного двигателя мощностью 7,5 кВт ко входу контроллера с диапазоном от 0 до +3 В.

Номинальный ток асинхронного двигателя мощностью 7,5 кВт около 15 А, амплитудное значение составит $\pm 21,2$ А. С учетом возможной перегрузки и запаса на срабатывание максимально-токовой защиты увеличим амплитудное значение в два раза и округлим до ± 40 А. Датчик тока LT 100-P (фирма LEM) имеет номинальный ток 100 А и допускает измерение тока до ± 150 А. Чтобы обеспечить лучшую точность при измерении тока ± 40 А, необходимо пропустить провод с измеряемым током через датчик 3 раза, т.е. сделать три первичных витка (рис. 3.14). Таким образом, число ампер-витков

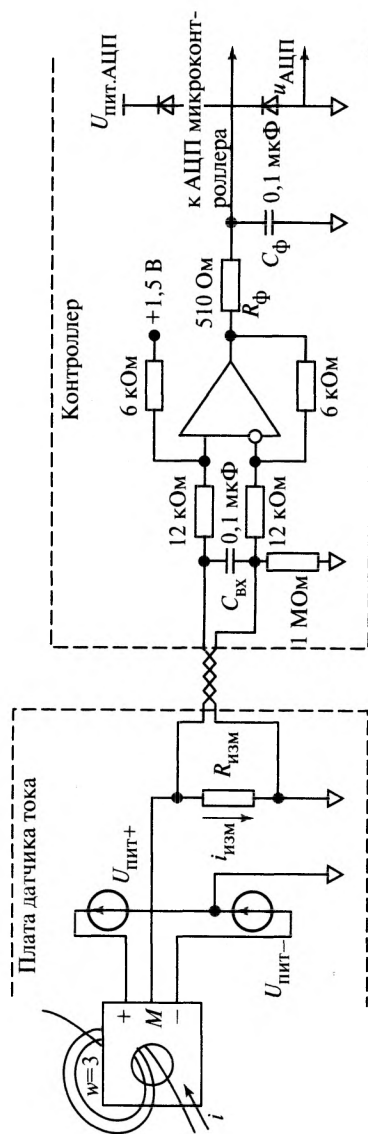


Рис. 3.14. Подключение датчика фазного тока с разнополярным выходом к микроконтроллеру с однополярным входом

достигнет ± 120 А. Обратите внимание, что количество витков считается не по количеству проводов над датчиком, а по количеству проводов, продетых в отверстие датчика, т.е. на рис. 3.14 изображено три витка.

Коэффициент датчика 1000:1, т.е. на 1000 А входного тока по измерительной цепи будет протекать выходной ток 1 А. С учетом количества первичных витков коэффициент будет равен 333,3:1, т.е. для схемы рис. 3.14 протекание в фазе двигателя тока 333,3 А приведет к возникновению тока 1 А в измерительном резисторе.

Теперь необходимо выбрать измерительное сопротивление. При протекании максимального тока в фазе, который был определен как 40 А, на измерительном сопротивлении должно появиться напряжение +3 В. Максимальный выходной ток датчика тока

$$i_{\text{изм max}} = \frac{w i_{\text{max}}}{K_{\text{дт}}} = \frac{3 \cdot 40}{1000} = 0,12 \text{ А}, \quad (3.6)$$

где w — число первичных витков измеряемого тока, пропущенных через датчик; i_{max} — максимальное значение тока, который может протекать в фазе; $K_{\text{дт}}$ — паспортное значение коэффициента датчика тока для одного входного витка. Тогда значение измерительного сопротивления вычисляется как

$$R_{\text{изм}} = \frac{U_{\text{вх max}}}{i_{\text{изм max}}} = \frac{3}{0,12} = 25,0 \text{ Ом}. \quad (3.7)$$

Выбираем ближайшее сопротивление 24,9 Ом из ряда Е96 с однопроцентной точностью. Итоговый коэффициент усиления получается:

$$K_{\text{дт.вх}} = R_{\text{изм}} \frac{w}{K_{\text{дт}}} = 24,9 \cdot \frac{3}{1000} = 0,0747 \text{ В/А}. \quad (3.8)$$

В контроллере отрицательный вход привязан к земле через сопротивление 1 МОм. Входное сопротивление каскада операционного усилителя контроллера на два порядка больше, чем сопротивление цепи датчика тока, поэтому в расчетах его влияние на показания датчика можно не учитывать.

Параллельно входному сопротивлению установлена емкость 0,1 мкФ, которая совместно с измерительным сопротивлением датчика представляет собой RC-фильтр с постоянной времени:

$$T_{\text{ф.вх}} = R_{\text{изм}} C_{\text{вх}} = 24,9 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} = 2,5 \text{ мкс}. \quad (3.9)$$

Выходная цепь операционного усилителя подключается к АЦП через RC -фильтр, который выполняет три основных функции:

обеспечивает дополнительную фильтрацию сигнала от высокочастотных помех с постоянной времени $T_{ф.вых} = R_{ф}C_{ф} = 510 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} = 51 \text{ мкс}$;

емкость выходного фильтра обеспечивает заряд емкости выборки и хранения АЦП от источника напряжения (емкость фильтра должна быть на два порядка больше емкости выборки и хранения, встроенной в микроконтроллер);

резистор фильтра ограничивает ток, перетекающий с выхода операционного усилителя на цепи источника питания, если входной сигнал превышает максимально допустимый.

3.4. Дискретные датчики

К дискретным датчикам следует относить те датчики, которые по принципу своего действия сразу выдают сигнал в виде цифрового кода или последовательности импульсов. Чтобы не тратить много времени, ограничимся лишь одним примером, наиболее часто используемом в электроприводе, и рассмотрим импульсный инкрементальный (или квадратурный) датчик положения ротора.

Квадратурный (инкрементальный импульсный) датчик положения является удобным средством для измерения угловой скорости и положения рабочего органа или вала электродвигателя.

Датчик состоит из подвижной части, соединенной с объектом измерения, и неподвижной части, относительно которой происходит измерение положения. Подвижная часть датчика представляет собой стеклянный диск со штриховыми метками, нанесенными равномерно по всей окружности. Количество меток определяет главный параметр датчика или его разрешение в метках на оборот Z . Неподвижная часть датчика содержит два светоизлучателя и два светоприемника, представляющие собой две оптопары. Диск с нанесенными на него метками помещается между излучателями и приемниками таким образом, чтобы при его вращении на выходах светоприемников получались два сигнала в форме меандра. Размещение оптопар по отношению друг к другу выполняют таким образом, чтобы меандры были смещены друг относительно друга на 90° (рис. 3.15). Существуют датчики от нескольких десятков до миллионов меток на оборот. Следует отметить, что для датчиков на миллион меток на оборот стеклянный диск не содержит того же миллиона меток. Его нарезают несколькими тысячами меток, а сигнал, приходящий с оптопары, обрабатывают как аналоговый сигнал. Этот сигнал похож на синус и косинус, его пропускают через АЦП, а затем формируют еще

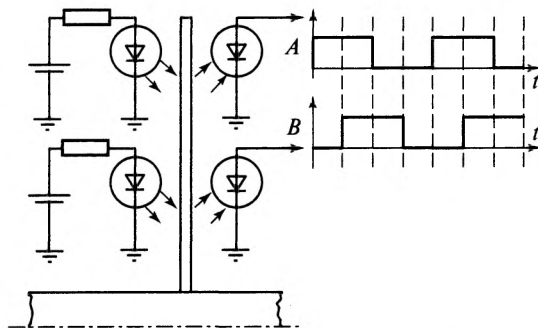


Рис. 3.15. Квадратурный датчик положения

1000 «виртуальных» меток внутри одного периода синуса (или одной физической метки), которые потребитель видит на выходе датчика.

На один оборот датчика по каналу *A* поступит *Z* импульсов и по каналу *B* также поступит *Z* импульсов. Эти импульсы можно сосчитать с помощью схемы квадратурного декодирования, а по фазовому сдвигу между сигналами *A* и *B* вычислить направление вращения.

Помимо количества меток на оборот в паспортных данных датчиков обычно приводится параметр *K* — количество импульсов на оборот:

$$K = 4Z. \quad (3.10)$$

Параметр показывает, сколько счетных импульсов будет получено со схемы квадратурного декодера на одном обороте. Число импульсов оказывается в четыре раза больше, так как схема различает фронты сигналов *A* и *B*, которых на одну метку датчика приходится 4.

Квадратурный датчик положения подключается ко входам квадратурного декодера микроконтроллера — CAP1/QEP1 и CAP2/QEP2, которые могут функционировать не только в режиме квадратурного декодирования, но и в режиме захвата событий. Квадратурный декодер входит в состав практически всех микроконтроллеров семейства Motor Control и служит для приема последовательностей *A* и *B* и преобразования их в последовательность DIR и CLK, т.е. сигналы направления счета и тактирования для квадратурного таймера (счетчика), измеряющего пройденный путь. Принцип работы квадратурного декодера представлен на рис. 3.16, где показано, что значение таймера, по сути, определяет текущее положение ротора. Более сложной является задача измерения угловой скорости вращения. Для измерения скорости обычно применяют два метода:

измерение количества импульсов за интервал времени [12];

измерение времени прохождения заданного количества импульсов [13].

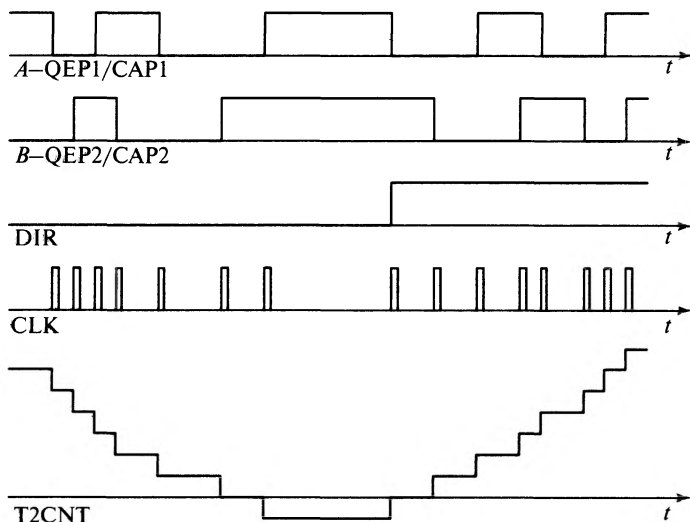


Рис. 3.16. Таймер 2 микроконтроллера TMS320LF2406A работает в квадратурном режиме:

A — QEP1/CAP1 — квадратурный сигнал канала *A*; *B* — QEP2/CAP2 — квадратурный сигнал канала *B*; *DIR* — сигнал направления счета таймера 2; *CLK* — сигнал тактирования счета таймера 2; *T2CNT* — значение счетчика таймера 2

Первый метод наиболее прост в реализации, но имеет существенный недостаток, связанный с тем, что импульсов с квадратурного декодера за время измерения скорости должно пройти достаточно много, чтобы обеспечить необходимую точность результата. Так, сосчитав, например, пять импульсов, нельзя сказать, было ли их действительно пять. Ведь за это время может пройти как 5,1, так и 5,9 реальных меточных секторов, т.е. погрешность составит около 20 %.

Отсюда можно сделать вывод, что метод лучше не использовать на практике.

Второй метод сложнее реализуем, но в нем отсутствуют недостатки первого метода. Количество импульсов в этом методе величина, известная абсолютно точно. Время прохождения пакета импульсов может измеряться современными микропроцессорными средствами с точностью до значения, обратного тактовой частоте процессора, что для большинства современных DSP-микроконтроллеров семейства Motor Control составляет от 25 до 6,67 нс.

Можно сказать, что все значения, необходимые для расчета скорости, найдены точно:

$$\omega_{\text{мех}} = \Delta\theta_{\text{мех}} / \Delta t. \quad (3.11)$$

Прежде чем рассмотреть построение системы измерения скорости необходимо прояснить, какие погрешности имеет квадратурный датчик положения. В процессе измерений нужно задавать длину пакета импульсов, воспринимаемого в качестве пути измерения. Понятно, что для измерения малых скоростей разумнее всего выбирать малые приращения пути, однако есть ограничительные факторы, не позволяющие задавать приращение пути меньше четырех, а также все приращения не кратные четырем.

В первую очередь это объясняется тем, что метки, нанесенные на стеклянный диск датчика, могут быть неодинаковой ширины с прозрачными участками и выглядеть, как показано на рис. 3.17, где включенное состояние θ уже, чем выключенное.

Такая неравномерность делает невозможным установку приращения пути равным единице («1»), так как из рис. 3.17 ясно видно, что пути активного и неактивного состояния различны. Из этого можно сделать вывод, что путь, на котором проводится измерение времени, должен быть кратен двум («2»), ведь только в этом случае путь от метки к метке окажется одинаковым.

Второй вид погрешности датчика связан с тем, что фаза между сигналами A и B не всегда составляет 90° , а в паспортных данных датчиков, например, ЛИР фирмы СКБ ИС допускается отклонение до $\pm 15^\circ$, которое может быть непостоянным на обороте (рис. 3.18).

Таким образом, минимально возможный путь, который можно измерить, оказывается равным четырем — четырем импульсам датчика или одной метке.

Для измерения скорости необходимо задаться путем, измерить время прохождения заданного пути и, разделив путь на время,

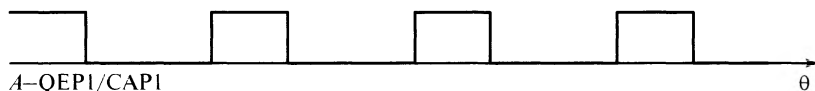


Рис. 3.17. Неравномерность засветки на оптопаре датчика

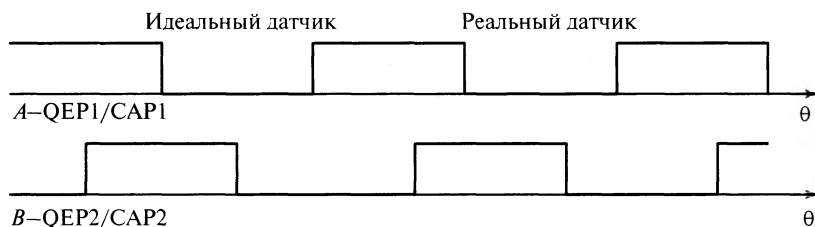


Рис. 3.18. Фазовая погрешность квадратурного датчика

вычислить скорость. Очевидно, что чем меньше выбран путь (в пределе четыре импульса), тем выше полоса пропускания измерителя скорости. Однако при малых приращениях положения на высоких скоростях увеличивается погрешность измерения времени. Если время измеряется с точностью 6,67 нс в современных микроконтроллерах с частотой 150 МГц, то точность измерения времени в четыре десятичных разряда можно получить за 66,7 мкс, т.е. время прохождения пути в четыре импульса или одну метку не должно быть меньше. Рассмотрим датчик положения в 10 000 меток на оборот. Одну метку или четыре импульса датчик проходит за 66,7 мкс на угловой скорости вала:

$$\omega_{\text{мех}} = 2\pi \frac{1/Z}{T} = 2\pi \frac{1/10\,000}{66,7 \cdot 10^{-6}} = 9,42 \text{ рад/с.} \quad (3.12)$$

Полученная скорость является пороговой. Ниже нее измерение скорости проводится с точностью 0,01 %, а выше погрешность измерения растет.

Для контроллеров с меньшей тактовой частотой или датчиками положения с большим числом меток на оборот эта скорость будет ниже. Поэтому приращение пути необходимо увеличивать с ростом скорости и уменьшать при ее уменьшении. Алгоритм измерения скорости для переменного пути можно описать следующим образом:

- 1) установим минимальное приращение пути равным четырем и будем измерять время прохождения заданного пути;
- 2) когда путь пройден, измеряем время и вычисляем скорость по известному приращению пути и измеренному интервалу времени;
- 3) если измеренное время не обладает требуемой точностью (т.е. отношение минимальной дискреты к измеренному времени больше заданной погрешности измерения), то увеличиваем уставку приращения пути по датчику в два раза. Тогда на следующее измерение количество временных дискрет вырастет в два раза;
- 4) если измеренное время слишком большое (т.е. частота измерений скорости снизилась), то уставку приращения пути уменьшаем в два раза, но не устанавливаем ее меньше четырех;
- 5) повторяем с пункта 2.

Такой алгоритм обеспечивает минимальную погрешность и максимальную частоту пропускания измерителя скорости.

Для передачи сигнала от датчика в микроконтроллер применяют дифференциальную линию как наиболее помехозащищенную. На стороне контроллера может применяться микросхема дифференциального приемника, например AM26LS33A, имеющая четыре дифференциальных входа со встроенными триггерами Шмитта.

3.5. Функционирование цифровой системы управления

Цифровая система управления строится преимущественно на микроконтроллерах с последовательно исполняемой программой. Кроме того, микроконтроллеры имеют развитую систему прерываний, когда события, происходящие в системе, могут обрабатываться специальными подпрограммами, называемыми процедурами обработки прерываний. Это определяет некоторые важные свойства цифровых систем. Управление инвертором ведется от цифрового широтно-импульсного генератора. Сигнал управления обновляется один раз на периоде ШИМ. Можно было бы обновлять уставки сравнения и несколько раз на периоде или непрерывно, как это делается в аналоговой ШИМ и с аналоговыми регуляторами, но это требует большего количества расчетов и значимо не добавляет точности регулирования.

Таким образом, можно разделить три этапа работы цифровой системы управления:

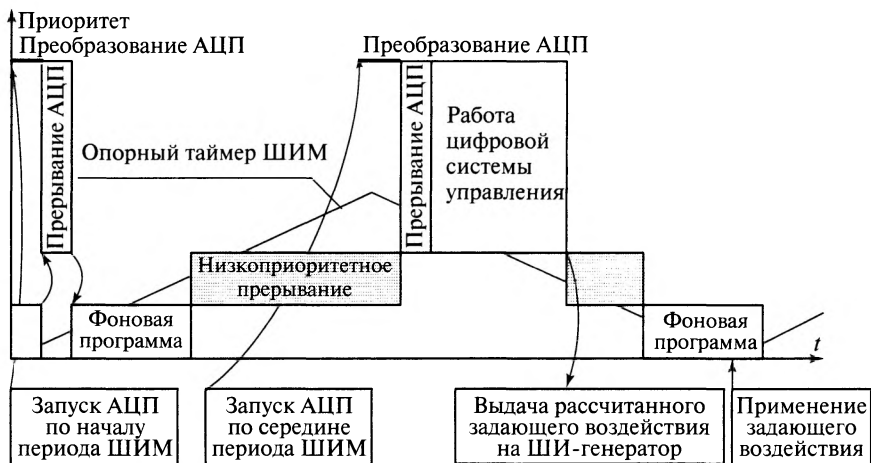
- считывание данных с АЦП;
- выполнение алгоритма регулятора;
- выдача управляющих воздействий на ШИ-генератор.

Видно, что время отработки регулятора складывается из следующих временных интервалов:

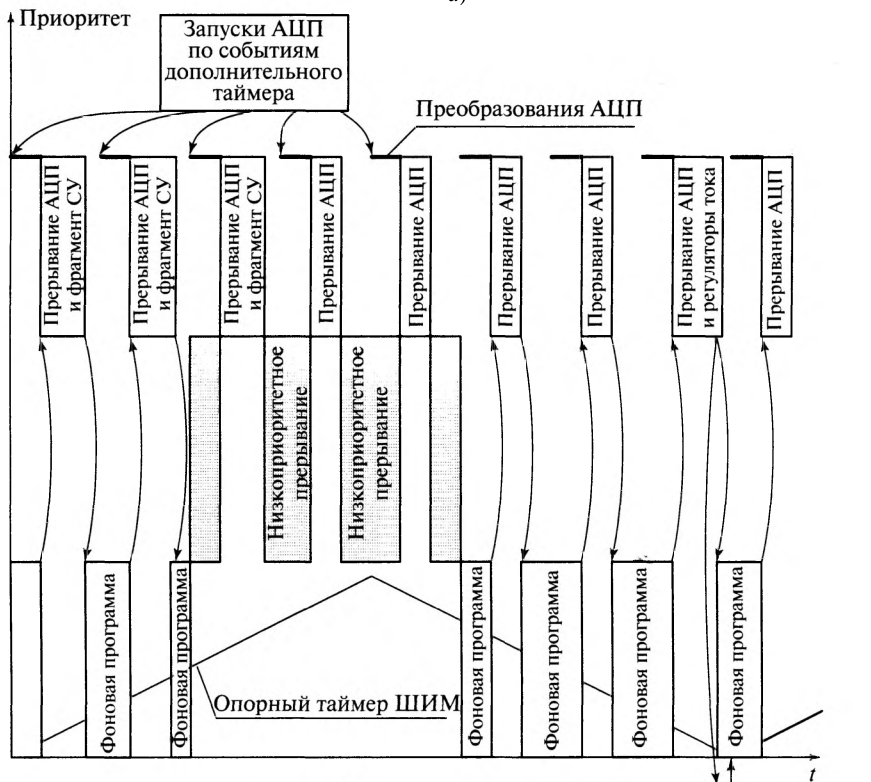
- время преобразования АЦП;
- расчет регулятора;
- время между записью управляющего воздействия в регистры ШИ-генератора и началом периода ШИМ, на котором произойдет применение результата регулирования.

Идеальной будет ситуация, когда на одном периоде ШИМ снимаются текущие показания с АЦП, рассчитывается алгоритм регулятора, а на следующем периоде новое управляющее воздействие будет приложено к двигателю.

Для общепромышленных применений, где частота ШИМ не превышает 10 кГц, АЦП позволяет проводить измерения несколько раз за период ШИМ всех имеющихся каналов. Минимально за период ШИМ рекомендуется выполнять два съема данных с каждого канала АЦП, причем первый раз делать это в начале периода (рис. 3.19, а), а второй раз — в середине. Это связано с тем, что при использовании центрированной ШИМ состояние инвертора в начале и середине периода близко к комплиментарному, т.е. токи в стойках имеют разное направление. В векторной ШИМ с привязкой к какой-либо шине это не так, одна из стоек не меняет своего состояния, но это лишь одна треть всех протекающих токов. Направление тока инвертора



a)



б)

Рис. 3.19. Временная диаграмма работы микроконтроллерной системы управления

в момент преобразования АЦП определяет систематическую погрешность измерения, поэтому, если оцифровывать аналоговые сигналы с последующим усреднением два раза за период ШИМ при противоположных состояниях инвертора и направлениях тока, удастся практически полностью исключить систематическую погрешность. Оцифровка аналогового сигнала лишь один раз может привести к появлению большой систематической погрешности (на практике автором была зафиксирована максимальная погрешность в 5 % полного диапазона АЦП).

Кроме того, при использовании центрированной ШИМ (все примеры гл. 2 были сделаны именно для этого типа) ток в начале и середине периода в статическом режиме равен среднему току [14].

Многократный съем данных с АЦП с последующим усреднением позволяет повысить точность преобразования. Этот метод называется «oversampling». Считается, что увеличение количество выборок по каналу в два раза добавляет половину разряда к паспортной разрядности АЦП. Так, усреднение четырех выборок с 10-разрядного АЦП позволяет рассчитывать на 11 достоверных разрядов результата. Наилучшие показатели получаются при 8-кратном преобразовании за период и усреднении:

$$x_{\text{ср}} = \frac{1}{8} (x_0 + x_1 + x_2 + x_3 + x_4 + x_5 + x_6 + x_7), \quad (3.13)$$

но более 8 раз за период ШИМ оцифровывать данные не получается, так как слишком сильно возрастают расходы процессорного времени на обслуживание прерываний и обработку результата.

Следует отметить, что использовать для фильтрации более сложные фильтры не следует. Основные помехи в аналоговом тракте от коммутации силовых ключей должны устраняться аналоговыми фильтрами (см. схему на рис. 3.14). Систематические помехи, связанные с направлением протекания тока в инверторе, практически сводятся на нет с использованием усреднения по нескольким выборкам, поэтому применять фильтры с постоянной времени более периода ШИМ нет необходимости. Если же помехи в системе управления все-таки проходят через аналоговый тракт при 8-кратном усреднении, то следует пересмотреть конструкцию силового преобразователя и системы управления, а не пытаться выстроить фильтр высокого порядка.

Если съем данных проводится два раза за период ШИМ, то работу системы управления можно выполнять на второй половине периода ШИМ, как показано на рис. 3.19, а. Для 8-кратного преобразования и усреднения задачи управления разделяют на быстрые и медленные. Так, работа регуляторов тока, которые должны иметь максимальное быстроедействие, следует выполнять после 8-го преобразования непосредственно в конце периода ШИМ (рис. 3.19, б),

а все остальные контуры регулирования и функции системы управления размещаются в начале периода ШИМ в процедурах обработки прерываний АЦП. Рассмотрим диаграмму работы программного обеспечения (ПО) микроконтроллера на рис. 3.19, б подробнее.

Программное обеспечение микроконтроллера строится по правилам, обеспечивающим выполнение программы в режиме реального времени. Оно состоит из фоновой программы и прерываний разного уровня приоритета.

Фоновая программа — это функция, которая выполняется в цикле, никогда не заканчивается и не имеет привычного в теории о программировании «конца программы». Действия, осуществляемые фоновой программой, никак не связаны с реальным временем. В фоновой программе могут решаться «неспешные» задачи, такие как загрузка в энергонезависимую память и сохранение в ней параметров системы управления, интерфейсные функции (например, обслуживание встроенного пульта управления), дискретные автоматы работы программы. В идеале ни одна функция, привязанная ко времени выполнения цикла фоновой программы, не должна там находиться.

Поясним на примере. Если в фоновую программу помещен дискретный автомат включения и отключения электропривода, опрашивающий кнопки «Пуск» и «Стоп», то в ней должны отсутствовать процедуры, выполняющиеся дольше, чем максимально допустимое время реакции на нажатие клавиши «Стоп». Например, в фоновой программе размещены процедуры обмена между системой управления преобразователем частоты и датчиком технологической переменной, общающимся с системой управления по интерфейсу RS-485 и протоколу MODBUS. Протокол обмена подразумевает передачу на датчик запроса типа: «какое сейчас значение технологической переменной?» и ожидание от датчика ответа, например: «53 %». Запрос посылается последовательностью байт, в ответ приходит последовательность байт.

Кроме этого, в системе есть кнопки «Пуск» и «Стоп», которые опрашиваются на каждом цикле фоновой программы. Итак, в состав фоновой программы входят:

дискретный автомат работы ПЧ и опроса кнопок управления;

коммуникационный модуль работы с датчиком технологической переменной по RS-485 и с протоколом MODBUS.

Предположим, что коммуникационный модуль написан «программистом-любителем». Модуль отсылает запрос и ждет ответ. Сколько ждет? А если ответ не придет, потому что принимающее устройство не приняло посылки из-за возникших на линии связи помех? Тогда коммуникационный модуль должен подождать ответа (например, секунду) и сказать, что связи нет. В нормальной ситуации, если ответ

пришел, вся процедура коммуникационного модуля выполняется, предположим, за 10 мс, а затем снова проверяются нажатия на кнопки «Пуск» и «Стоп». Если же на линии возник сбой, то фоновая программа «зависнет» на одну секунду, и нажатие на кнопки управления не увенчается успехом. Конечно, в данном случае приведен пример с заведомо плохим исходным кодом системы управления, однако при наличии в проекте программного обеспечения программных модулей разных программистов разного уровня размещение критичных по времени выполнения функций в фоновой программе потенциально опасно.

Подобные приведенным в примере функции системы управления, как коммуникации и дискретные управляющие автоматы, рационально размещать в низкоприоритетном прерывании, работающем на частоте, например, 1 кГц. Размещение здесь программных модулей накладывает определенные требования к правилам написания программы и позволяет контролировать труд разных программистов, оперативно отслеживая «зависания» системы, которые очень сложно почувствовать при размещении этого кода в фоновой программе. Низкая частота прерываний обеспечивает достаточное процессорное время между прерываниями для большинства алгоритмов. Кроме этого, можно всегда отслеживать время, оставшееся по окончании прерывания до следующего, и выявлять код, потенциально подверженный «зависаниям».

Ядро системы управления размещается в высокоприоритетных прерываниях. Иногда это могут быть прерывания таймеров по началу или середине периода ШИМ, однако при оптимизации системы по минимальному времени задержки на принятие решения следует использовать прерывание готовности данных с АЦП.

Современные микроконтроллеры имеют развитую систему внутренних взаимодействий и прерываний. Так, можно настроить АЦП на запуск по конкретным событиям, связанным с периодом ШИМ и др. Тогда АЦП может запускаться восемь раз на периоде ШИМ автоматически без участия программиста, как показано на рис. 3.19, б, а по окончании преобразования заданного числа каналов будет вызываться прерывание. При возникновении прерывания микроконтроллер попадает в его обработчик (процедуру обслуживания прерывания), где выполняются необходимые действия системы управления по обработке оцифрованных данных.

В начале периода ШИМ выполнялась фоновая программа (см. рис. 3.19, б). По событию от дополнительного таймера микроконтроллера, синхронизированного с периодом ШИМ, был запущен АЦП. По окончании преобразования возникло высокоприоритетное прерывание готовности данных в АЦП. В этом прерывании система

управления сохранила полученные данные с АЦП, выполнила код наблюдателя за потокоосцеплением ротора (подробнее про наблюдателя в следующей главе) и вернула управление фоновой программе.

Вскоре вспомогательный таймер снова запустил АЦП микроконтроллера, и по окончании преобразования фоновая программа была прервана прерыванием по обработке данных, содержащем помимо сохранения данных преобразования еще и регулятор контура скорости системы подчиненного регулирования двигателя. После управление было снова передано фоновой программе.

Через некоторое время снова происходит запуск преобразования АЦП и срабатывает низкоприоритетное прерывание от низкочастотного таймера, которому передается управление.

Так как прерывание имеет низкий приоритет, то оно может быть прервано следующим прерыванием готовности результатов АЦП, что и происходит. Опять сохраняются данные преобразования и выполняется код регулятора контура положения электропривода. На этот раз управление передается низкоприоритетному прерыванию.

Система управления может решать и другие задачи в прерываниях по готовности АЦП, задачи можно распределять по прерываниям произвольно, но в конце периода ШИМ необходимо выполнить прерывание, где будут считаны последние данные с АЦП, произведено усреднение токов фаз и выполнены регуляторы фазных токов.

Построенная таким образом система обеспечит минимальную задержку по времени от измерений к выдаче управляющего воздействия на объект управления, равную одному периоду ШИМ. Следует отметить, что есть научные работы, где исследуется возможность вмешиваться в симметричный сигнал управления ШИМ в начале и середине периода ШИМ, когда в начале действуют одни уставки сравнения для ШИ-генераторов, а в середине периода они заменяются на другие. Теоретически данный способ позволяет уменьшить время задержки еще в два раза, однако такой подход не привносит сильных улучшений в процессы регулирования, а его математическое описание требует отхода от принятой нами модели силового преобразователя и является слишком сложным для изложения в этой книге.

Теперь, после того, как подробно был рассмотрен вопрос с квантованием по времени в цифровой системе управления, необходимо рассмотреть квантование по уровню в АЦП.

Современные АЦП микроконтроллеров имеют разрядность не менее 10 бит, что обеспечивает паспортную точность представления

результатов преобразования не хуже 0,1 %. Для определения точности конкретного АЦП надо воспользоваться формулой

$$\delta x = \frac{1}{2^n} \cdot 100 \%, \quad (3.14)$$

где δx — относительная погрешность преобразования; n — разрядность АЦП; $1/2^n$ — вес одного разряда ко всему диапазону выходных значений АЦП.

Следует отметить, что паспортная разрядность АЦП редко достижима в действительности. Тому виной несколько ключевых факторов:

АЦП преобразует данные под воздействием помех со стороны силовой части электропривода;

АЦП чувствителен к пульсациям питающего и опорных напряжений, так что дизайн печатной платы контроллера и качество компонентов (стабильность генераторов опорного напряжения, добротность конденсаторов фильтров питания и т.п.) влияет на уровень шума АЦП;

АЦП имеет связи между измеряемыми каналами. Так, в большинстве микроконтроллеров применяется единственное АЦП с емкостью выборки и хранения, а сигналы с разных источников заводятся на АЦП через встроенный мультиплексор. Емкость выборки и хранения поочередно подключается к емкостям выходных фильтров операционных усилителей каждого канала, и если скорость выборки установлена максимальной, емкость выборки и хранения может не успевать перезарядиться полностью, и получается, что соседние каналы влияют друг на друга. Чем больше разница напряжений между текущим и предыдущим аналоговыми входами микроконтроллера, тем больше погрешность измерения текущего канала;

сигнал, измеряемый АЦП, может изменяться на периоде ШИМ сильнее, чем на один разряд. Это значит, что в начале периода ШИМ совершенно нормально получить результат, равный, например, 50,0 %, а в середине периода — 50,3 %.

Все вышеперечисленное определяет, что итоговая разрядность АЦП обычно на 2 или 3 разряда ниже паспортной, т.е. 10-разрядный АЦП при одном преобразовании на периоде ШИМ имеет точность измерения около 0,4 %, в то время как с использованием технологии «oversampling» и 8-кратном преобразовании с последующим усреднением точность можно поднять до 9,5 разрядов или 0,15 %.

Для поднятия точности преобразования необходимо правильно выбирать диапазон входных значений сигналов. Так, допуская, например, работу системы управления с трехкратной перегрузкой и выбирая для этого соответствующий диапазон датчика тока, разра-

ботчик получает в три раза меньшую точность измерения тока, чем если бы он ограничился номинальным током (рис. 3.20).

Если возникает необходимость учитывать поведение и погрешности АЦП при моделировании системы управления, то погрешности квантования проще всего учитывать шумом от -2 до $+1$ единиц, добавляемым к точному значению измеряемой величины, как показано на рис. 3.21.

Кроме того, следует учесть точностные параметры датчиков, опорного напряжения смещения и схемы преобразования на операционном усилителе. Они сказываются на смещении нуля АЦП, коэффициенте усиления схемы и синфазных помехах (возникают при разных коэффициентах усиления положительного и отрицательного входов из-за разброса в сопротивлениях резисторов).

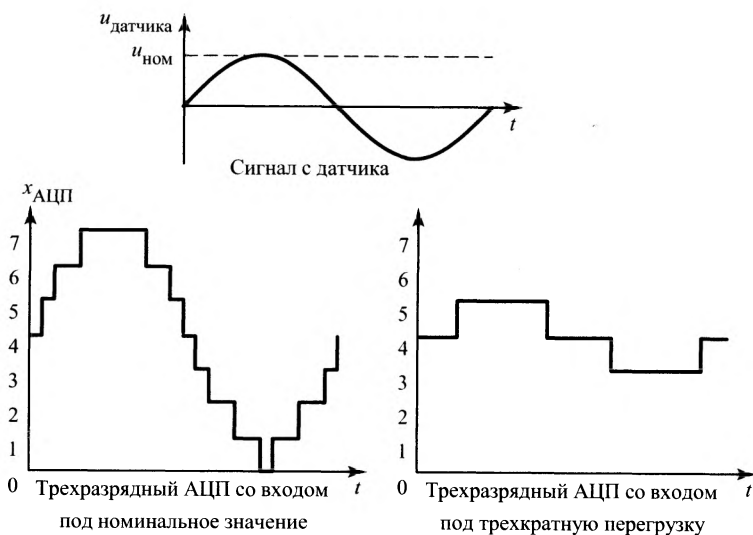


Рис. 3.20. Зависимость точности преобразования АЦПом выбора диапазона входных значений

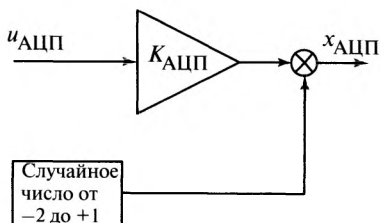


Рис. 3.21. Схема замещения АЦП, учитывающая квантование по уровню

3.6. Машинная арифметика и относительные единицы

Проблемы двоичных вычислений

В большинстве книг по теории регулирования рассматриваются две проблемы цифровых систем — это квантованности по уровню и по времени, однако существует не менее важная третья проблема реализации машинных вычислений внутри самой цифровой системы управления. Проблемы машинных вычислений знакомы всем, кто так или иначе сталкивался с численными методами решения математических задач. Это систематическое накопление погрешности, плохо обусловленные задачи, задачи, сильно чувствительные к разрядности проводимых вычислений.

Издавна считалось, что решать задачи управления на целочисленных процессорах сложно и, если это было возможно, старались реализовывать вычисления в числах с плавающей точкой. Если же производительности не хватало, то использовалась фиксированная точка, что требовало от программиста тщательно продумывать возможные значения вычислений на всех промежуточных этапах. Сейчас ведущие производители микроконтроллеров для управления электродвигателями и силовыми преобразователями имеют в своей номенклатуре широкий выбор устройств с поддержкой плавающей точки, но проблемы не ушли, а стали другими.

Для иллюстрации проблем, которые могут возникать при выполнении арифметических операций с двоичными числами, воспользуемся примером 4-разрядного умножения (рис. 3.22).

Представим, что в данном примере вычисляется мощность путем перемножения тока (4 А) на напряжение (3 В). Получается мощность, равная 12 Вт. Для осмысления полученных результатов выполненного умножения зададимся следующими вопросами:

что представляют собой два исходных числа и какой ожидается результат?

как сохранить результат обратно в памяти? Какие при этом возникают проблемы?

$ \begin{array}{r} 0100 \\ * 0011 \\ \hline 0000001000 \\ 0000010000 \\ 0000000000 \\ 0000000000 \\ \hline 0000011000 \end{array} $	$ \begin{array}{r} 4 \\ * 3 \\ \hline 12 \end{array} $
Аккумулятор 0000011000	
Память ?	

Рис. 3.22. Двоичное умножение

Исходные данные представляют собой 4-разрядные знаковые числа. Диапазон изменения чисел от -8 до $+7$. При умножении результат уместается в 8 разрядах. Диапазон возможных значений операции умножения от -56 до $+64$, диапазон 8-разрядного выходного формата от -128 до $+127$.

Сохранить результат без потери знаков можно в двух 4-разрядных ячейках памяти. Сохранять только младшую часть нельзя, так как она может не вместить результат умножения. Уже в данном конкретном примере ответ равен 12, что выходит из диапазона допустимых значений знаковых 4-разрядных чисел, и, будучи сохраненной, младшая часть результата будет в дальнейших вычислениях восприниматься числом -4 , что совершенно неправильно.

Если, как было предложено, сохранять обе части числа (старшую и младшую) в 4-разрядной памяти, то при дальнейших операциях умножения результата на какое-либо другое число разрядность ответа будет расти, и будет требоваться еще больше памяти для его хранения и больше операций для обработки и дальнейших вычислений.

Отсюда видно, что величины в физических размерностях крайне неудобно использовать в расчетах, так как это ведет к постоянному увеличению разрядности вычислений, поэтому необходимо выбрать другой формат представления данных в микропроцессоре.

Числа с плавающей точкой

Числа с плавающей точкой представляются в современных микроконтроллерах в 32-разрядном виде, соответствующем стандарту IEEE Std. 754 Single Precision Floating-Point. Типы **double** и **long double** пока не поддерживаются ни одним из существующих микроконтроллеров семейства Motor Control.

Как видно из рис. 3.23, число с плавающей точкой перекрывает большой диапазон значений (от $1,920929 \cdot 10^{-38}$ до $3,4028235 \cdot 10^{38}$). Преимуществом формата является то, что вычисления можно производить, не опасаясь получить целочисленного переполнения и не заботясь о формате получаемого результата. К недостатку такого формата следует отнести то, что при кажущейся простоте вычислений в нем в реальных задачах могут возникать проблемы при операциях с большими и малыми числами. Приведем типичный пример.

Пусть возникла необходимость реализовать интегратор частоты в угол вектора напряжения, а затем вычислить синус и косинус этого угла.

На показанной схеме (рис. 3.24) задание частоты преобразуется в угловую частоту, интегрируется в угол и вычисляются синус и косинус угла. После написания и запуска программы получим гра-



if $((e = 255) \text{ and } (f \neq 0))$ then $v = \text{NaN}$;

if $((e = 255) \text{ and } (f = 0))$ then $v = [(-1)^s] \cdot \infty$;

if $(0 < e < 255)$ then $v = [(-1)^s] \cdot [2^{e-127}] \cdot (1.f)$;

if $((e = 0) \text{ and } (f \neq 0))$ then $v = [(-1)^s] \cdot [2^{e-126}] \cdot (0.f)$;

if $((e = 0) \text{ and } (f = 0))$ then $v = [(-1)^s] \cdot 0$.

Рис. 3.23. Формат числа с плавающей точкой и правила представления

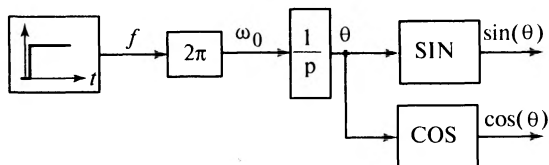


Рис. 3.24. Структурная схема преобразования частоты в угол и синус и косинус угла

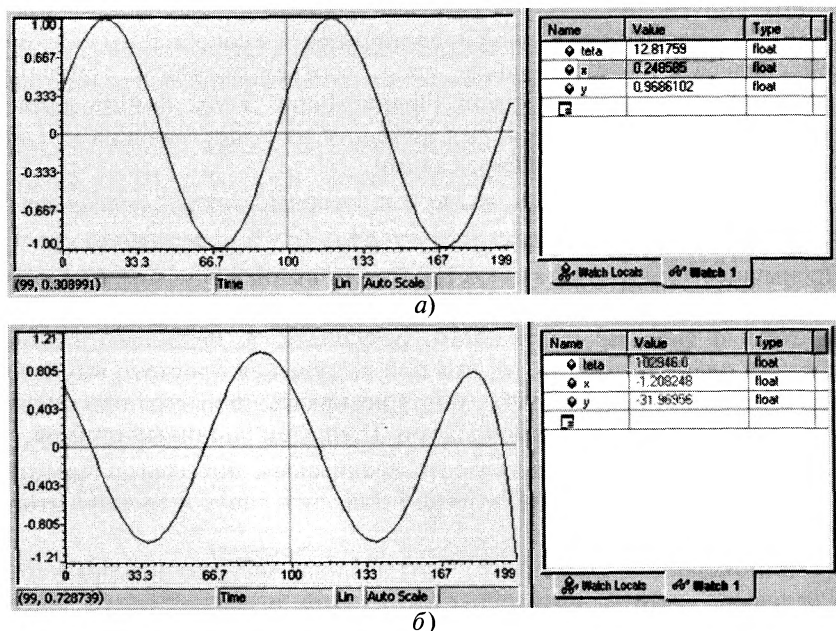


Рис. 3.25. Осциллограмма работы программы

фик переменной x , который будет изменяться по синусоидальному закону (рис. 3.25, а).

В данной программе, написанной точно по структуре, допущена грубая ошибка, которая незаметна в процессе отладки, пока угол θ еще мал. Изменив его на большее значение, например, 102 900 радиан, можно убедиться, что функции синуса и косинуса неправильно вычисляют свое значение при больших значениях угла (см. рис. 3.25, б). Если теперь значение угла разделить на $2\pi f$, то окажется, что система управления такого электропривода проработает всего 327 с.

Возникшая проблема объясняется особенностями машинной арифметики чисел с плавающей точкой. С точки зрения математики структурная схема на рис. 3.24 абсолютно верна, но она не учитывает проблем, стоящих перед микропроцессором. Предположим, что у вас есть график синуса от угла на одном периоде. Попробуйте найти синус 1000000000 радиан. Зная число π с точностью до 20-го знака, задачу можно решить методом «грубой силы», но лучше заранее не создавать подобной проблемы ни себе, ни микропроцессорному устройству. Поэтому разработчик современных систем управления никогда не должен забывать о средствах их реализации и возможных проблемах.

Относительные единицы

Для расчета математических моделей, описания алгоритмов системы управления, измерений электрических и механических величин и цифровой фильтрации удобно использовать системы относительных единиц. Относительные единицы получаются путем деления реальной физической величины на некоторое базовое значение. Базовые значения можно выбирать по-разному, однако чаще всего за базовое число принимают номинальное значение физической величины. Ниже будет рассмотрено несколько вариантов построения системы базовых величин для двигателя постоянного тока.

Если принять за базовый ток номинальный ток двигателя, а за базовое напряжение — номинальное напряжение двигателя, то в результате перемножения тока на напряжение в относительных единицах будет получаться мощность, тоже представленная в относительных единицах. Преимущество такого подхода состоит в том, что всякий раз система работает с числами вполне определенного диапазона значений. Например, ток в преобразовательной технике редко бывает в несколько раз больше номинального. То же касается напряжения и мощности.

Рассмотрим пример, когда необходимо рассчитать мощность при заданных токе и напряжении. Пусть ток будет равен 1,25 номинала, а напряжение 0,75 номинального значения (базовое значение в данном случае равно номинальному). Выберем формат для представле-

ния тока и напряжения, где два разряда будет отведено на целую часть и два — на дробную.

Вычисления проводятся, как показано в левой части рис. 3.26. Полученный точный результат $P^* = U^* I^* = 1,25 \cdot 0,75 = 0,9375$ представлен в формате с четырьмя целыми и четырьмя дробными разрядами, но в памяти значения всех величин хранятся в формате с двумя целыми и двумя дробными разрядами, поэтому при сохранении результат умножения необходимо отбросить по два разряда с каждой стороны. Сразу возникает вопрос: можно ли так делать?

Если известно, что в конкретной системе мощность не может быть больше номинальной (базовой) в два раза, то данный формат подходит. Иначе необходимо увеличивать разрядность формата. Рассмотренный пример оперирует с числами малой разрядности, в реальных системах управления используются как минимум 16-разрядные числа с четырьмя знаками в целой части. Это позволяет иметь восьмикратную перегрузочную способность любой из величин. В новых микроконтроллерах фирмы Texas Instruments семейства C28XX программист может использовать 32-разрядные числа, где перегрузочная способность значительно выше. Поэтому проблемы с превышением переменной максимального значения при правильном выборе системы базовых величин встречаются крайне редко.

Второе обстоятельство, вызывающее сомнение в правильности расчетов, связано с отсечением половины разрядов в дробной части. Действительно, точное значение из 0,9375 превратилось в 0,75. Чтобы понять, велика ли погрешность этой операции, необходимо рассмотреть процесс умножения, изображенный в правой части рис. 3.26. Здесь символом X обозначены разряды исходных чисел, символ E обозначает младшие разряды исходных чисел, в которые заложена погрешность округления. При умножении ошибки E на любое число X или E получается ошибка E , что характерно видно по первой строчке частичных произведений. При умножении X на X получается достоверный разряд частичного произведения X . При сложении частичных произведений, в котором участвуют X , получаются разряды

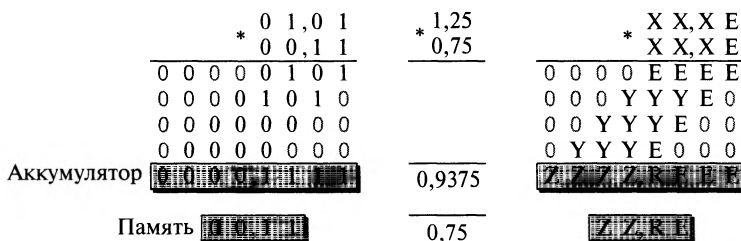


Рис. 3.26. Вычисление мощности

достоверного ответа Z . Первый разряд, в сумму которого попали ошибки E , можно отнести к округленному, но не достоверному разряду R , а остальные разряды будут содержать слишком большие ошибки и не будут достоверными вовсе. Получается, что дробная часть мощности, сохраненная в памяти, содержит только округленный разряд и разряд ошибки округления, так что точность ответа в результате отсечения половины дробных разрядов не ухудшилась.

Следует особо отметить удобство работы с настройками электроприводов, где системы управления реализованы в относительных единицах. Представьте серию преобразователей частоты (ПЧ) на мощность от 1,5 до 300 кВт. Номинальный ток преобразователя меняется от 4 до 600 А. Пусть преобразователи имеют векторную систему управления (об этом подробно будет рассказано в гл. 6), в которой реализованы контуры токов, потока и скорости. Любой преобразователь частоты имеет множество настроек регуляторов и защит. Если система управления реализована в плавающей точке в физических единицах, то для преобразователя каждой мощности необходимо установить значения уставок по умолчанию и границы их изменения. Например, у ПЧ на 1,5 кВт максимальный мгновенный ток фазы не должен превышать 8 А, а у 300 кВт — 1600 А. Ограничение можно менять у ПЧ 1,5 кВт, верхняя граница этого параметра устанавливается 9 А и нижняя 6 А, а у ПЧ 300 кВт — 1800 и 1200 А соответственно. Таких уставок бывает несколько десятков и даже сотен.

Представим теперь систему управления, написанную в относительных единицах. Для ПЧ 1,5 кВт верхняя и нижняя границы аналогичной уставки защиты по максимальному мгновенному току составляет 150 и 100 %, а у ПЧ 300 кВт — также 150 и 100 %. Разница заключается в значении базового тока для этих двух ПЧ. Зная значение базового тока, интерфейсные устройства, такие как дисплей пульта управления или монитор персонального компьютера с программой удаленной настройки ПЧ по цифровому каналу связи, могут отображать уставки и параметры не только в процентах, но и в физических единицах. Также в физических единицах эти уставки и параметры можно редактировать.

Показанный подход существенно упрощает процесс переработки программного обеспечения для устройств другой мощности, так как единственные действительно необходимые операции заключаются в изменении значений базовых чисел и в подстройке коэффициентов датчиков электрических величин.

К преимуществам относительных единиц следует отнести:
определенность с разрядностью всех вычислений в системе;
независимость представления данных системы управления и моделей от номинальной мощности, номинальной скорости, номиналь-

ного тока и других параметров, которые могут меняться от объекта к объекту;

можно избежать использования иррациональных чисел и проводить операции, не накапливая погрешности;

удобно задавать настройки и ограничения работы системы управления в процентах номинала, которые могут редактироваться и отображаться на интерфейсных устройствах в абсолютных единицах (СИ) независимо от мощности электропривода.

Числа с фиксированной точкой и библиотека IQmath

Большинство современных микроконтроллеров для управления двигателями в настоящее время поддерживают целочисленные 32-разрядные вычисления. На примере микроконтроллеров семейства C28XX рассмотрим реализацию 32-разрядных вычислений с фиксированной точкой, подходящих для построения систем управления в относительных единицах.

На микроконтроллерах семейства C28XX используется библиотека IQmath, позволяющая работать с 32-разрядными числами с фиксированной точкой. Число разбивается на целую и дробную части. Название формата определяется количеством дробных разрядов и для числа с 8 целыми и 24 дробными разрядами записывается как Q24. Графическое представление распределения бит в числе данного формата показано на рис. 3.27.

За счет большой разрядности (32 бита вместо 16 в TMS320LF2406A) такое число имеет высокую точность в дробной части и широкий диапазон значений от -128 до $+127,99999994$. Если система управления работает в относительных единицах, то такая большая перегрузочная способность позволяет практически без предварительной переработки использовать уравнения, написанные для плавающей точки, с параметрами IQmath.

Для примера рассмотрим типовую операцию $d = ab + c$, выполняемую над числами формата Q24. Программа приведена в листинге 3.1.

Листинг 3.1. Пример вычислений с использованием IQmath

```
_iq a,b,c,d;
d=_IQmpy(a,b)+c;
```



Рис. 3.27. Формат числа Q24

В программе определяются переменные типа «_iq» и проводится вычисление выражения.

Код, который будет исполнять микроконтроллер, показан на рис. 3.28. Алгоритм хорошо адаптирован к возможностям ядра микроконтроллеров семейства C28XX и выполняется за 7 тактов. Вначале регистр XT загружается значением переменной *a* (адрес 12 на текущей странице памяти). Затем проводятся операции умножения содержимого регистра XT на значение переменной *b* (адрес 4 на текущей странице памяти). Две операции умножения служат для получения младшей и старшей частей 64-разрядного результата, которые записываются в регистры P и ACC соответственно. Следующая команда выполняет сдвиг сдвоенного 64-разрядного регистра ACC:P на 8 разрядов влево, в результате чего в старшей части (в аккумуляторе — ACC) оказывается результат умножения, приведенный к формату с 8 целыми и 24 дробными разрядами. К нему добавляется значение переменной *c* (адрес 18 на текущей странице памяти), затем результат записывается в переменную *d* по адресу 14 на текущей странице памяти. Графически алгоритм представлен на рис. 3.29.

```

→ d=_IQmpy(a,b)+c;
3F81E0 870C MOVL    XT,@12
3F81E1 5605 IMPYL   P,XT,@4
3F81E3 5663 QMPYL   ACC,XT,@4
3F81E5 56A7 LSL64   ACC,P,8
3F81E6 0712 ADDL    ACC,@18
3F81E7 1E0E MOVL    @14,ACC

```

Рис. 3.28. Программа с IQmath и ее эквивалент в машинном коде

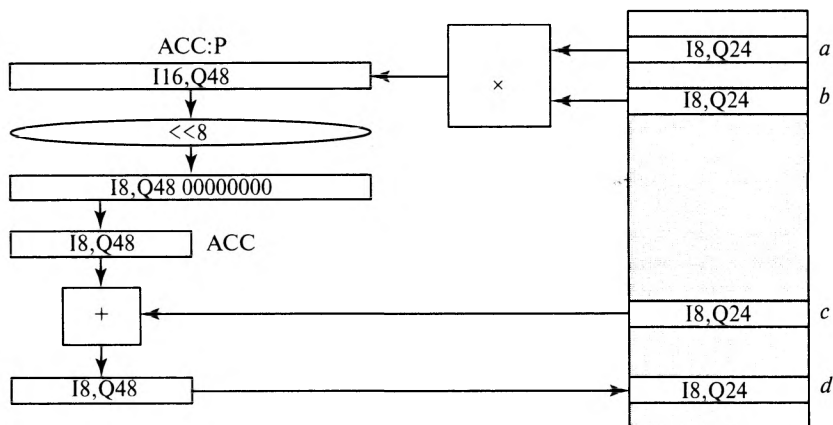


Рис. 3.29. Вычисления в IQmath

Выбор системы относительных единиц

Как было показано выше, системы управления удобнее реализовывать в относительных единицах, так как это дает следующие преимущества:

система описывается одинаково независимо от мощности;

система уравнений достаточно просто реализуется на контроллерах, не имеющих аппаратной поддержки плавающей точки;

система управления реализуема даже на устаревших 16-разрядных микроконтроллерах.

Прежде всего следует выбрать непротиворечивую систему базовых величин, которая будет использоваться для перевода величин в абсолютных единицах в относительные по уравнению:

$$x^* = x/X_{\tilde{c}}, \quad (3.15)$$

где x — величина в абсолютных физических единицах; $X_{\tilde{c}}$ — базовое значение физической величины; x^* — величина в безразмерных относительных единицах.

Выбор системы базовых величин можно проводить различным образом, привязываясь к потребляемым величинам, величинам на валу или к каким-либо граничным режимам работы электропривода (например, короткому замыканию и холостому ходу). Приведем несколько примеров, воспользовавшись электродвигателем постоянного тока со следующими параметрами:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{я.ном}} &= 110 \text{ В}; \\ I_{\text{я.ном}} &= 10 \text{ А}; \\ R_{\text{я}} &= 1 \text{ Ом}; \\ k\Phi_{\text{ном}} &= 1 \frac{\text{В} \cdot \text{с}}{\text{рад}}; \\ \omega_{\text{ном}} &= 100 \frac{\text{рад}}{\text{с}}; \\ L_{\text{я}} &= 0,010 \text{ Гн}. \end{aligned} \right\} \quad (3.16)$$

Двигатель питается от транзисторного преобразователя напряжения со следующими параметрами:

$$\left. \begin{aligned} U_{DC} &= 110 \text{ В}; \\ T_{\text{ШИМ}} &= \frac{1}{10\,000} \text{ с}; \\ u_{\text{вых}} &= U_{DC} \gamma. \end{aligned} \right\} \quad (3.17)$$

Выполним преобразование уравнений двигателя постоянного тока в физических единицах в уравнения в относительных, для этого уравнение равновесия разделим на базовое напряжение, а уравнение момента — на базовый момент:

$$\left. \begin{aligned} \left(u_{\text{я}} = k\Phi_{\text{ном}}\omega + i_{\text{я}}R_{\text{я}} + L_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}}}{dt} \right) / U_{\text{б}}; \\ (M = k\Phi_{\text{ном}} i_{\text{я}}) / M_{\text{б}} \end{aligned} \right\} \quad (3.18)$$

и получим:

$$\left. \begin{aligned} \frac{u_{\text{я}}}{U_{\text{б}}} &= \frac{k\Phi_{\text{ном}}\omega}{k\Phi_{\text{б}}\omega_{\text{б}}} + \frac{i_{\text{я}}R_{\text{я}}}{I_{\text{б}}R_{\text{б}}} + \frac{1}{L_{\text{б}}\omega_{\text{б}}I_{\text{б}}} L_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}}}{dt}; \\ \frac{M}{M_{\text{б}}} &= \frac{k\Phi_{\text{ном}} i_{\text{я}}}{k\Phi_{\text{б}} I_{\text{б}}}, \end{aligned} \right\} \quad (3.19)$$

а после упрощения:

$$\left. \begin{aligned} u_{\text{я}}^* &= k\Phi_{\text{ном}}^* \omega^* + i_{\text{я}}^* R_{\text{я}}^* + L_{\text{я}}^* \frac{di_{\text{я}}^*}{dt^*}; \\ M^* &= k\Phi_{\text{ном}}^* i_{\text{я}}^*, \end{aligned} \right\} \quad (3.20)$$

где t^* — относительное время, для которого

$$T_{\text{б}} = \frac{1}{\omega_{\text{б}}} = \frac{1}{110} \text{ с.} \quad (3.21)$$

Если же относительное время является чем-то трудным для восприятия, итоговое выражение (3.20) можно записать в абсолютном времени:

$$\left. \begin{aligned} u_{\text{я}}^* &= k\Phi_{\text{ном}}^* \omega^* + i_{\text{я}}^* R_{\text{я}}^* + \frac{1}{\omega_{\text{б}}} L_{\text{я}}^* \frac{di_{\text{я}}^*}{dt}; \\ M^* &= k\Phi_{\text{ном}}^* i_{\text{я}}^*. \end{aligned} \right\} \quad (3.22)$$

Из уравнений (3.22) получим выражения для статических механической и электромеханической характеристик:

$$\left. \begin{aligned} \omega^* &= \frac{U_{\text{я}}^*}{k\Phi_{\text{ном}}^*} - \frac{M^* R_{\text{я}}^*}{(k\Phi_{\text{ном}}^*)^2}; \\ \omega^* &= \frac{U_{\text{я}}^*}{k\Phi_{\text{ном}}^*} - \frac{I_{\text{я}}^* R_{\text{я}}^*}{k\Phi_{\text{ном}}^*}. \end{aligned} \right\} \quad (3.23)$$

Для транзисторного преобразователя выполним аналогичное преобразование и получим выражение зависимости выходного напряжения от скважности управления:

$$u_{\text{ВЫХ}}^* = \frac{U_{DC}}{U_{\bar{6}}} \gamma. \quad (3.24)$$

Выберем следующие базовые величины:
базовое напряжение

$$U_{\bar{6}} = U_{\text{я.НОМ}} = 110 \text{ В}; \quad (3.25)$$

базовый ток

$$I_{\bar{6}} = I_{\text{я.НОМ}} = 10 \text{ А}; \quad (3.26)$$

базовая скорость

$$\omega_{\bar{6}} = \omega_0 = \frac{U_{\text{я.НОМ}}}{k\Phi_{\text{НОМ}}} = 110 \frac{\text{рад}}{\text{с}}. \quad (3.27)$$

Остальные базовые величины являются производными трех представленных выше величин:

базовая мощность

$$P_{\bar{6}} = U_{\bar{6}} I_{\bar{6}} = 110 \cdot 10 = 1100 \text{ Вт}; \quad (3.28)$$

базовый момент

$$M_{\bar{6}} = \frac{P_{\bar{6}}}{\omega_{\bar{6}}} = \frac{1100}{110} = 10 \text{ Н} \cdot \text{м}; \quad (3.29)$$

базовое сопротивление

$$R_{\bar{6}} = \frac{U_{\bar{6}}}{I_{\bar{6}}} = \frac{110}{10} = 11 \text{ Ом}; \quad (3.30)$$

базовая индуктивность

$$L_{\bar{6}} = \frac{R_{\bar{6}}}{\omega_{\bar{6}}} = \frac{11}{110} = 0,1 \text{ Гн}; \quad (3.31)$$

базовое потокосцепление

$$k\Phi_{\bar{6}} = \frac{U_{\bar{6}}}{\omega_{\bar{6}}} = \frac{110}{110} = 1 \frac{\text{В} \cdot \text{с}}{\text{рад}}. \quad (3.32)$$

Рассчитаем значения номинальных величин для выбранной системы относительных единиц, используя данные (3.16):

$$\left. \begin{aligned} U_{я.ном}^* &= \frac{U_{я.ном}}{U_6} = \frac{110}{110} = 1; & I_{я.ном}^* &= \frac{I_{я.ном}}{I_6} = \frac{10}{10} = 1; \\ R_{я}^* &= \frac{R_{я}}{R_6} = \frac{1}{11} = 0,0909; & L_{я}^* &= \frac{L_{я}}{L_6} = \frac{0,01}{0,1} = 0,1; \\ k\Phi_{ном}^* &= \frac{k\Phi_{ном}}{k\Phi_6} = \frac{1}{1} = 1; & \omega_{ном}^* &= \frac{\omega_{ном}}{\omega_6} = \frac{100}{110} = 0,909; \\ P_{ном}^* &= \frac{P_{ном}}{P_6} = \frac{1000}{1100} = 0,909. \end{aligned} \right\} \quad (3.33)$$

Полученные величины подставим в уравнения характеристик (3.23) и получим

$$\left. \begin{aligned} \omega^* &= 1 - 0,0909 \cdot M^*; \\ \omega^* &= 1 - 0,0909 \cdot I^*, \end{aligned} \right\} \quad (3.34)$$

а для транзисторного преобразователя

$$u_{вых}^* = \frac{U_{DC}}{U_6} \gamma = \frac{110}{110} \gamma = \gamma. \quad (3.35)$$

На рис. 3.30 изображены характеристики двигателя постоянного тока. По ним можно сделать следующий вывод: 100 % задания соответствует 100 % выходного напряжения двигателя. При номинальном моменте на валу двигателя скорость в относительных единицах будет составлять 90,9 %, а мощность на валу также составит 90,9 %. С точки зрения управления это приведет к тому, что если мы захотим

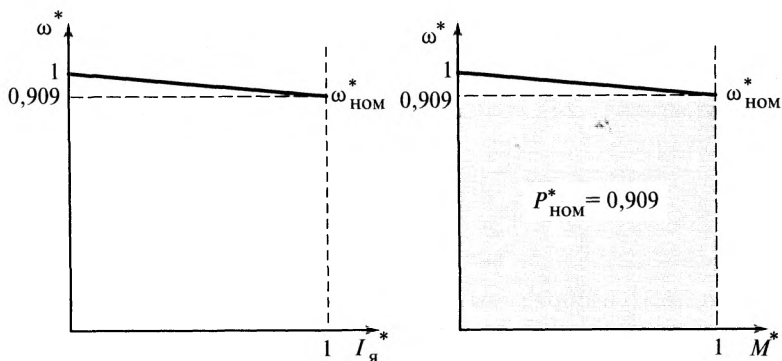


Рис. 3.30. Электромеханическая и механическая характеристики в системе относительных единиц (3.25)—(3.27)

задать двигателю скорость, равную половине номинала, то необходимо установить задание скорости на уровень 45,45 %, т.е. система построена относительно входных параметров двигателя.

Рассмотрим систему базовых величин, выстроенную относительно выходных координат вала двигателя:

базовая скорость

$$\omega_6 = \omega_{\text{ном}} = 100 \text{ рад/с}; \quad (3.36)$$

базовый момент

$$M_6 = M_{\text{ном}} = 10 \text{ Н} \cdot \text{м}; \quad (3.37)$$

базовый ток

$$I_6 = I_{\text{я.ном}} = 10 \text{ А}. \quad (3.38)$$

Производные базовые величины можно выразить из первых трех:

базовая мощность

$$P_6 = \omega_6 M_6 = 100 \cdot 10 = 1000 \text{ Вт}; \quad (3.39)$$

базовое потокоцепление

$$k\Phi_6 = \frac{M_6}{I_6} = \frac{10}{10} = 1 \frac{\text{В} \cdot \text{с}}{\text{рад}}; \quad (3.40)$$

базовое напряжение

$$U_6 = k\Phi_6 \omega_6 = 1 \cdot 100 = 100 \text{ В}; \quad (3.41)$$

базовое сопротивление

$$R_6 = \frac{U_6}{I_6} = \frac{100}{10} = 10 \text{ Ом}; \quad (3.42)$$

базовая индуктивность

$$L_6 = \frac{R_6}{\omega_6} = \frac{10}{100} = 0,1 \text{ Гн}. \quad (3.43)$$

Если теперь рассчитать относительные номинальные величины и подставить их в уравнения характеристик (3.23) и транзисторного преобразователя (3.24), то получим следующие зависимости:

$$\left. \begin{aligned} \omega^* &= 1,1 - 0,1 M^*; \\ \omega^* &= 1,1 - 0,1 I^*; \\ u_{\text{вых}}^* &= 1,1 \gamma. \end{aligned} \right\} \quad (3.44)$$

На рис. 3.31 изображены характеристики двигателя постоянного тока для второго набора базовых величин. При номинальном моменте на валу двигателя скорость в относительных единицах будет составлять 100 %, а мощность на валу также составит 100 %. Однако в номинальном режиме к двигателю нужно прикладывать 110 %

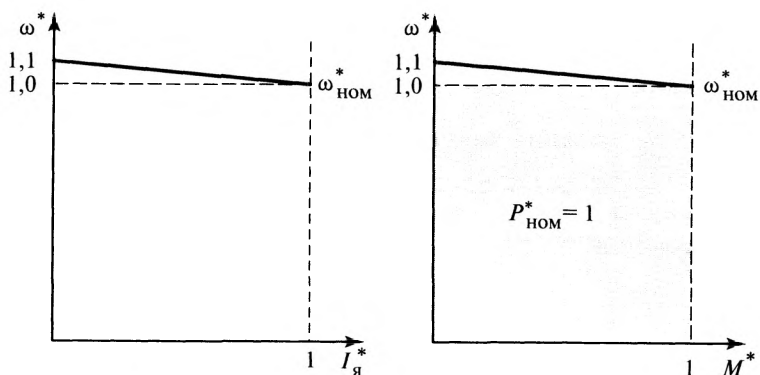


Рис. 3.31. Электромеханическая и механическая характеристики в системе относительных единиц, связанных с валом двигателя

базового напряжения, т.е. система построена относительно выходных координат двигателя.

Рассмотрим систему относительных единиц, построенную по току короткого замыкания (к.з) и скорости холостого хода. Пусть: базовая скорость

$$\omega_6 = \omega_0 = 110 \text{ рад/с}; \quad (3.45)$$

базовый ток

$$I_6 = I_{\text{я.к.з}} = \frac{U_{\text{НОМ}}}{R_{\text{я}}} = \frac{110}{1} = 110 \text{ А}; \quad (3.46)$$

базовый момент

$$M_6 = M_{\text{к.з}} = k\Phi_{\text{НОМ}} I_{\text{я.к.з}} = 1 \cdot 110 = 110 \text{ Н} \cdot \text{м}. \quad (3.47)$$

Производные базовые величины можно выразить из первых трех:

базовая мощность

$$P_6 = \omega_6 M_6 = 110 \cdot 110 = 12\,100 \text{ Вт}; \quad (3.48)$$

базовое потокоцепление

$$k\Phi_6 = \frac{M_6}{I_6} = \frac{110}{110} = 1 \frac{\text{В} \cdot \text{с}}{\text{рад}}; \quad (3.49)$$

базовое напряжение

$$U_6 = k\Phi_6 \omega_6 = 1 \cdot 110 = 110 \text{ В}; \quad (3.50)$$

базовое сопротивление

$$R_6 = \frac{U_6}{I_6} = \frac{110}{110} = 1 \text{ Ом}; \quad (3.51)$$

базовая индуктивность

$$L_6 = \frac{R_6}{\omega_6} = \frac{1}{110} = 0,00909 \text{ Гн.} \quad (3.52)$$

Рассчитаем значения номинальных величин для выбранной системы относительных единиц, используя данные (3.16):

$$\left. \begin{aligned} U_{я.ном}^* &= \frac{U_{я.ном}}{U_6} = \frac{110}{110} = 1; & I_{я.ном}^* &= \frac{I_{я.ном}}{I_6} = \frac{10}{110} = 0,0909; \\ R_{я}^* &= \frac{R_{я}}{R_6} = \frac{1}{1} = 1; & L_{я}^* &= \frac{L_{я}}{L_6} = \frac{0,01}{0,00909} = 1,1; \\ k\Phi_{ном}^* &= \frac{k\Phi_{ном}}{k\Phi_6} = \frac{1}{1} = 1; & \omega_{ном}^* &= \frac{\omega_{ном}}{\omega_6} = \frac{100}{110} = 0,909; \\ P_{ном}^* &= \frac{P_{ном}}{P_6} = \frac{1000}{12 \cdot 100} = 0,0826. \end{aligned} \right\} \quad (3.53)$$

Полученные величины подставим в уравнения характеристик (3.23) и получим:

$$\left. \begin{aligned} \omega^* &= 1 - M^*; \\ \omega^* &= 1 - I_{я}^*, \end{aligned} \right\} \quad (3.54)$$

а для транзисторного преобразователя:

$$u_{вых}^* = \frac{U_{DC}}{U_6} \gamma = \frac{110}{110} \gamma = \gamma. \quad (3.55)$$

Характеристики рассмотренной системы базовых единиц представлены на рис. 3.32. Эта система относительных единиц была популярна в XX веке. К недостаткам можно отнести снижение раз-

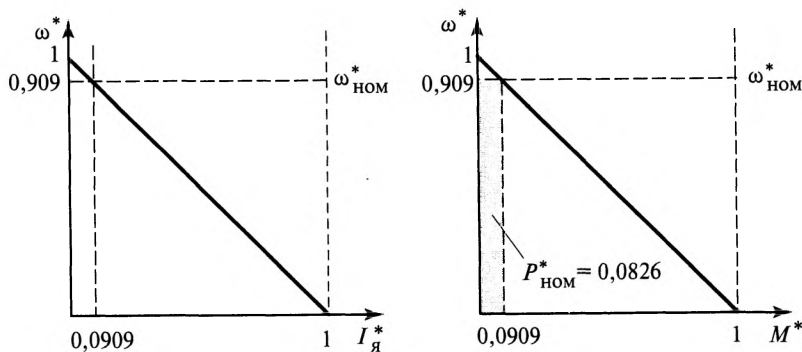


Рис. 3.32. Электрические и механические характеристики для системы относительных единиц, выбранных по точкам холостого хода и короткого замыкания

рядности представления номинальных значений тока. Так как номинальный ток сильно (в разы) меньше базового, то в системах управления с разрядностью представления данных 16 бит в формате 4.12 (4 целых и 12 дробных) цена младшего разряда может соответствовать нескольким процентам номинального тока двигателя.

Каждая из систем по-своему удобна, однако наиболее рационально использовать первый или второй из рассмотренных нами наборов базовых величин. Обе системы хорошо согласуются с современными целочисленными форматами хранения и обработки данных, могут применяться и в микроконтроллерах с поддержкой плавающей точки.

3.7. Описание процессов в цифровой системе управления

В теории автоматического регулирования принято описывать объекты передаточными функциями. Рассмотрим кратко математический аппарат, который будет необходим для получения передаточных функций в непрерывной и дискретной системах для синтеза регуляторов системы управления.

Описание процессов в непрерывных системах. Преобразование Лапласа и передаточные функции

Существуют методы поиска изображений непрерывных или дискретных последовательностей в частотной области, называемые преобразованием Лапласа и Z-преобразованием соответственно. Эти преобразования строятся на суммировании (или интегрировании) функции $f(t)$ или $f(nT)$ во времени с целью получения иного описания временной зависимости, удобного для выполнения тех или иных дальнейших преобразований. Так, преобразование Лапласа позволяет получать функцию комплексной переменной s , которая позволяет производить дифференцирование или интегрирование умножением или делением результата преобразования на s . Z-преобразование позволяет получать функцию, описывающую поведение оригинала в дискретном времени.

Преобразование Лапласа выполняется с помощью выражения

$$F(s) = \int_0^{\infty} e^{-st} f(t) dt. \quad (3.56)$$

Для описания объектов управления удобно использовать *передаточные функции* линейной динамической системы, которыми называют отношение изображения по Лапласу выходного сигнала к изоб-

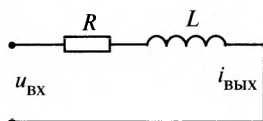


Рис. 3.33. RL -цепочка

ражению по Лапласу входного сигнала при нулевых начальных условиях.

Рассмотрим способы получения передаточной функции для RL -цепочки (рис. 3.33). Пусть входным воздействием является напряжение, приложенное к цепи, а выходным — протекающий в этой цепи ток. В табл. 3.2 представлены некоторые выражения связи временных функций и изображений по Лапласу.

Поведение RL -цепи описывается следующим выражением:

$$u_{\text{ВХ}} = i_{\text{ВЫХ}} R + L \frac{di_{\text{ВЫХ}}}{dt}. \quad (3.57)$$

При приложении к цепи постоянного напряжения (при начальном токе, равном нулю) изменение тока цепи во времени описывается выражением

$$i_{\text{ВЫХ}} = \frac{u_{\text{ВХ}}}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{L/R}} \right). \quad (3.58)$$

Для выражения (3.58) по табл. 3.2 можно найти изображение по Лапласу:

$$F_{RL}(s) = \frac{u_{\text{ВХ}}}{R} \frac{\alpha}{s(s + \alpha)}, \quad (3.59)$$

где $\alpha = \frac{1}{L/R} = \frac{1}{T_{RL}}$ равна обратной величине от постоянной времени контура. Выполнив преобразования, можно представить выражение

Таблица 3.2

Некоторые выражения для преобразования Лапласа

$f(t)$	$F(s)$	$f(t)$	$F(s)$
$h(t)$	$\frac{1}{s}$	$e^{-\alpha t}$	$\frac{1}{s + \alpha}$
$h(t - T)$	$\frac{e^{-sT}}{s}$	$1 - e^{-\alpha t}$	$\frac{\alpha}{s(s + \alpha)}$
t	$\frac{1}{s^2}$	$\sin \beta t$	$\frac{\beta}{s^2 + \beta^2}$
$\frac{t}{2!}$	$\frac{1}{s^3}$	$\cos \beta t$	$\frac{s}{s^2 + \beta^2}$

(3.59) в более привычной форме с использованием постоянной времени:

$$F_{RL}(s) = \frac{u_{\text{вх}}}{R} \frac{1/T_{RL}}{s(s + 1/T_{RL})} = \frac{u_{\text{вх}}}{R} \frac{1}{s(T_{RL}s + 1)}. \quad (3.60)$$

Для постоянного прикладываемого напряжения, которое в соответствии с условием задачи вызывает изменение тока, изображение по Лапласу выглядит следующим образом:

$$F_u(s) = \frac{u_{\text{вх}}}{s}. \quad (3.61)$$

Для нахождения передаточной функции необходимо в соответствии с определением найти отношение выражения (3.60) к (3.61):

$$W_{RL}(s) = \frac{\frac{u_{\text{вх}}}{R} \frac{1}{s(T_{RL}s + 1)}}{u_{\text{вх}}/s} = \frac{1/R}{T_{RL}s + 1}. \quad (3.62)$$

Данную передаточную функцию можно получить и не прибегая к преобразованию Лапласа. Для этого необходимо в выражении (3.57), заменить $\frac{d}{dt}$ на оператор дифференцирования p :

$$u_{\text{вх}} = i_{\text{вых}} R + Lp i_{\text{вых}}, \quad (3.63)$$

а потом выразить отношение тока к напряжению:

$$W_{RL}(p) = \frac{i_{\text{вых}}(t)}{u_{\text{вх}}(t)} = \frac{1}{Lp + R} = \frac{1/R}{T_{RL}p + 1}. \quad (3.64)$$

Представленные выражениями (3.62) и (3.64) передаточные функции очень похожи. Выражение (3.62) записано через комплексную переменную s — запись в изображениях, тогда на входе и выходе передаточной функции будут изображения сигналов [36]. В свою очередь выражение (3.64) записано с использованием оператора дифференцирования p — операторная запись. В этом случае на входе и выходе передаточной функции будут сигналы, меняющиеся во времени (рис. 3.34). Далее, поскольку все сигналы мы будем рассматривать как величины, изменяющиеся во времени, будет использоваться операторная форма записи передаточных функций.

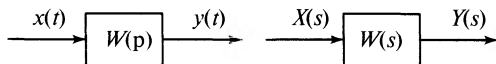


Рис. 3.34. Разные формы записи передаточных функций

Описание процессов в дискретном времени

Мир, в котором мы существуем, представляет собой аналоговую непрерывную систему, описываемую дифференциальными уравнениями. Компьютер же работает с дискретными величинами в дискретном времени. Если дискретность по уровню можно не учитывать при достаточной разрядности АЦП и вычислений, то дискретность по времени, если преследуется цель создания быстродействующих систем управления, выходит на первый план. Вид аналоговых и дискретных сигналов представлен на рис. 3.35. Дискретный по времени сигнал представлен только в дискретные моменты времени t_0, t_1, t_2 и т.д. (рис. 3.35, б).

Преобразование аналогового сигнала в дискретный осуществляется с помощью АЦП. Если АЦП осуществляет преобразование на частоте синхронной с частотой ШИМ и частотой отработки цифрового регулятора, то k -ая выборка в дискретном времени определяется значением сигнала в момент времени kT , где T — период дискретизации:

$$x[k] = x(kT). \quad (3.65)$$

Если в цифровой системе управления используется технология oversampling, то формула преобразуется:

$$x[k] = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x\left(kT + \frac{i}{N} T\right), \quad (3.66)$$

где N — количество преобразований АЦП по данному каналу за период квантования (кратность оверсемплинга). Для 8-кратного преобразования в соответствии с (3.13) выражение (3.66) запишется в следующем виде:

$$x_8[k] = \frac{1}{8} \left[x(kT) + x\left(kT + \frac{1}{8} T\right) + x\left(kT + \frac{2}{8} T\right) + \dots + x\left(kT + \frac{7}{8} T\right) \right]. \quad (3.67)$$

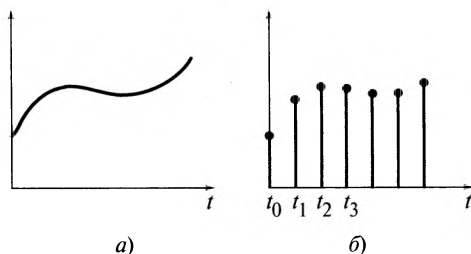


Рис. 3.35. Аналоговый и дискретный сигналы

При оверсемплинге выборка является результатом усреднения внутри периода дискретизации работы регулятора и периода ШИМ (рис. 3.36). Оверсемплинг всегда рассматривается относительно периода ШИМ, с этим же периодом работает и цифровой регулятор, так как более частое вычисление цифрового регулятора бесполезно по причине дальнейшего ограничения частоты, а более медленное неэффективно и не позволяет получать максимальную скорость регулирования.

Для выборки, произведенной в момент времени kT , необходимо совершить преобразование АЦП, расчет цифрового регулятора. Управляющее воздействие будет приложено инвертором на периоде ШИМ, начиная с момента времени $(k + 1)T$. Для выборки, проведенной с оверсемплингом по формуле (3.67), момент получения усредненного значения смещается относительно начала периода, но для общности рассмотрения процессов регулирования будем считать, что это значение привязано к моменту времени kT , так как управляющее воздействие все равно появится только в момент $(k + 1)T$.

Структура цифровой системы управления электропривода с квантованными сигналами представлена на рис. 3.37.

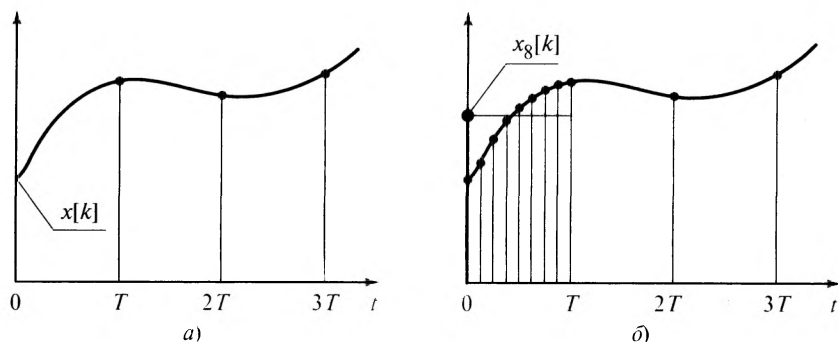


Рис. 3.36. Графики сравнения преобразования АЦП с единичной выборкой (а) и 8-кратным оверсемплингом (б)

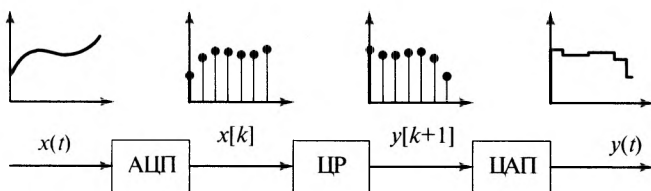


Рис. 3.37. Система управления с квантованными сигналами

Для преобразования из дискретной области в непрерывную используется экстраполятор, который технически выполняется в виде ЦАП. Наиболее простым примером экстраполятора может служить фиксатор нулевого порядка (zero-order hold или ЗОН), который в момент времени kT фиксирует на своем выходе значение $y[k]$ и держит его до момента времени $(k + 1)T$, когда на выходе происходит фиксация значения $y[k + 1]$ и т.д. Рассмотренный экстраполятор является весьма идеализированным. На практике цифро-аналоговое преобразование выполняется в электроприводе посредством силового преобразователя. Инвертор, управляемый методом ШИМ, формирует на обмотках двигателя напряжение сложной формы. Фаза, обладая индуктивностью, фильтрует приложенное напряжение, и в фазе протекает относительно «гладкий» ток. Так как именно «гладкий» ток формирует момент, то можно рассматривать ШИМ как способ усреднения приложенного к фазе напряжения и отождествлять систему «ШИМ — инвертор» с фиксатором нулевого порядка.

Еще одно уточнение необходимо сделать касательно схемы рис. 3.37. Получив значение с АЦП $x[k]$ в момент времени kT , цифровой регулятор ЦР должен иметь некоторое время на вычисления управляющего воздействия. Поэтому рассчитываемое им значение будет применено в момент времени $(k + 1)T$, т.е. будет являться воздействием $y[k + 1]$ так как в момент kT широтно-импульсный генератор уже перезагрузил значения уставок сравнения. Подобная задержка кажется неизбежной в микроконтроллерной реализации цифровой системы управления, однако имеются способы компенсировать потерю такта применением прогнозирования.

Для обратной связи в регуляторе можно использовать не измеренное значение $x[k]$, а предсказанное значение $\hat{x}[k + 1]$. Тогда для известной оценки $\hat{x}[k]$ цифровой регулятор на $k - 1$ такте будет вычислять управляющее воздействие $y[k]$. Этот прием и будет применяться для всех дальнейших выкладок, а ниже будет рассмотрен пример прогнозирования сигнала обратной связи системы регулирования тока.

Кроме того, в настоящее время появляются микроконтроллеры со встроенными программируемыми логическими матрицами [37]. Они представляют собой микроконтроллер с ARM-ядром, который выполняет интерфейсные функции и задачи верхнего уровня, а управление электроприводом низкого уровня (регуляторы, наблюдатели и т.д.) реализуется на программируемой логической матрице, которая может производить все эти расчеты практически мгновенно, т.е., получая данные с АЦП в конце периода ШИМ, можно сразу мгновенно обновить уставки сравнения ШИМ. Однако данный метод не может применяться совместно с фильтрацией данных, входя-

ших с АЦП, так как фильтрация неизбежно будет приводить к задержке в цепи обратной связи.

В дискретном времени процессы описываются через уравнения вида [15]:

$$\begin{aligned} y[k] + b_1 y[k-1] + \dots + b_N y[k-N] = \\ = a_0 x[k] + a_1 x[k-1] + \dots + a_N x[k-N]. \end{aligned} \quad (3.68)$$

Как и в линейных системах запись этого уравнения может быть выполнена в операторной форме, но вместо оператора дифференцирования $p = d/dt$ используется оператор прямого сдвига z . Прямой сдвиг описывается выражениями:

$$zx[k] = x[k+1], \quad (3.69)$$

$$z^m x[k] = x[k+m]. \quad (3.70)$$

Из представленных уравнений (3.69) и (3.70) следует, что оператор физически нереализуем, так как он позволяет получить достоверное будущее значение сигнала, что невозможно на практике. Поэтому данный оператор используют только с нулевой или отрицательными степенями. Тогда выражение (3.68) запишется в виде

$$\begin{aligned} y[k] + b_1 z^{-1} y[k] + \dots + b_N z^{-N} y[k] = \\ = a_0 x[k] + a_1 z^{-1} x[k] + \dots + a_N z^{-N} x[k], \end{aligned} \quad (3.71)$$

или

$$(1 + b_1 z^{-1} + \dots + b_N z^{-N}) y[k] = (a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_N z^{-N}) x[k]. \quad (3.72)$$

Тогда передаточная функция $W(z) = y[k]/x[k]$ для выражения (3.72) запишется в виде

$$W(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_N z^{-N}}{1 + b_1 z^{-1} + \dots + b_N z^{-N}}. \quad (3.73)$$

Если умножить числитель и знаменатель на z^N , тогда выражение передаточной функции запишется без отрицательных степеней:

$$W(z) = \frac{a_0 z^N + a_1 z^{N-1} + \dots + a_N}{z^N + b_1 z^{N-1} + \dots + b_N}. \quad (3.74)$$

Теперь необходимо рассмотреть математический аппарат, позволяющий получать дискретную модель непрерывного объекта.

Z-преобразование и дискретные передаточные функции

Z-преобразование осуществляется с помощью выражения

$$Z\{f(kT)\} = \sum_{k=0}^{\infty} x[k]z^{-k}, \quad (3.75)$$

где $z = re^j$ — комплексное число (не путать с оператором прямого сдвига).

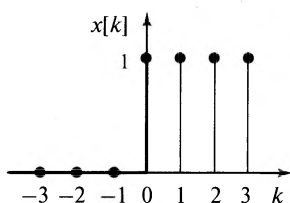


Рис. 3.38. Единичный ступенчатый сигнал

Рассмотрим пример. Пусть необходимо найти Z-преобразование для единичного ступенчатого сигнала, называемого функцией Хевисайда (рис. 3.38):

$$h(t) = \begin{cases} 0, & t < 0; \\ 1, & t \geq 0, \end{cases} \quad (3.76)$$

описываемого в дискретной области как

$$x[k] = \begin{cases} 0, & k < 0; \\ 1, & k \geq 0, \end{cases} \quad (3.77)$$

тогда выражение (3.75) можно записать, как

$$H(z) = Z\{f(kT)\} = 1 + \frac{1}{z} + \frac{1}{z^2} + \dots + \frac{1}{z^\infty} = \frac{z}{z-1}. \quad (3.78)$$

Вернемся к цепи на рис. 3.33 и получим ее дискретную передаточную функцию. Для этого воспользуемся табл. 3.3:

$$I(z) = Z\left\{f(kT) = \frac{u_{\text{BX}}}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{L/R}}\right)\right\} = \frac{u_{\text{BX}}}{R} \frac{(1 - e^{-\alpha T})z}{(z-1)(z - e^{-\alpha T})}. \quad (3.79)$$

Скачок напряжения описывается как

$$U(z) = Z\{f(kT) = h(t)\} = u_{\text{BX}} \frac{z}{z-1}, \quad (3.80)$$

тогда передаточная функция инерционного звена запишется как отношение выражений (3.79) и (3.80):

$$\begin{aligned} W_{RL}(z) &= \frac{I(z)}{U(z)} = \frac{\frac{u_{\text{BX}}}{R} \frac{(1 - e^{-\alpha T})z}{(z-1)(z - e^{-\alpha T})}}{u_{\text{BX}} \frac{z}{z-1}} = \\ &= \frac{1}{R} \frac{1 - e^{-T/T_{RL}}}{z - e^{-T/T_{RL}}}. \end{aligned} \quad (3.81)$$

Некоторые выражения для Z-преобразования

$f(t)$	$Z\{f(kT)\}$	$f(t)$	$Z\{f(kT)\}$
$h(t)$	$\frac{z}{z-1}$	$e^{-\alpha t}$	$\frac{z}{z - e^{-\alpha T}}$
$h(t-T)$	$\frac{1}{z-1}$	$1 - e^{-\alpha t}$	$\frac{(1 - e^{-\alpha T})z}{(z-1)(z - e^{-\alpha T})}$
t	$\frac{Tz}{(z-1)^2}$	$\sin \beta t$	$\frac{z \sin \beta T}{z^2 - 2z \cos \beta T + 1}$
$\frac{t}{2!}$	$\frac{T^2 z(z+1)}{(z-1)^3}$	$\cos \beta t$	$\frac{z^2 - z \cos \beta T}{z^2 - 2z \cos \beta T + 1}$

Чтобы преобразовать передаточную функцию (3.81), записанную через комплексное число z , к выражению, пригодному для программной реализации, необходимо перейти к операторному виду записи дискретной передаточной функции:

$$W_{RL}(z) = \frac{i[k]}{u[k]} = \frac{1}{R} \frac{1 - e^{-T/T_{RL}}}{z - e^{-T/T_{RL}}}, \quad (3.82)$$

тогда

$$(z - e^{-T/T_{RL}})y[k] = \left(\frac{1}{R} - \frac{e^{-T/T_{RL}}}{R} \right) x[k]. \quad (3.83)$$

Понижаем порядок, разделив правую и левую части выражения на z , и раскрываем скобки:

$$y[k] - e^{-T/T_{RL}} z^{-1} y[k] = \left(\frac{1}{R} - \frac{e^{-T/T_{RL}}}{R} \right) z^{-1} x[k], \quad (3.84)$$

учитываем оператор сдвига в индексе входной и выходной переменных и переносим в правую часть все члены выражения, кроме $y[k]$:

$$y[k] = \left(\frac{1}{R} - \frac{e^{-T/T_{RL}}}{R} \right) x[k-1] + e^{-T/T_{RL}} y[k-1]. \quad (3.85)$$

Для более сложных передаточных функций преобразование можно выполнять в какой-либо математической программе, например, в пакете MATLAB. Сначала необходимо определить передаточ-

ную функцию, которую требуется преобразовать. Для этого выполним команду, представленную в листинге 3.2.

Листинг 3.2. Пример задания передаточной функции

```
Wp = tf([1], [10 1])
```

В данном случае определяется передаточная функция с именем *Wp*, представляющая собой инерционное звено с постоянной времени 10 с:

$$W(p) = \frac{1}{10p + 1}. \quad (3.86)$$

После выполнения команды MATLAB выдаст в диалоговом окне выражение для передаточной функции, представленное в листинге 3.3 (MATLAB использует форму записи через комплексную переменную *s*).

Листинг 3.3. Результат обработки запроса на определение передаточной функции

```
Transfer function:
1
-----
10 s + 1
```

После этого требуется вызвать функцию *c2d* (*continuous to discrete*), как показана в листинге 3.4. Здесь задается, какая именно передаточная функция (*Wp*) будет преобразована, устанавливается период дискретизации (1 с) и метод экстраполяции выходного сигнала (в данном случае «zero-order hold»).

Листинг 3.4. Пример вызова функции преобразования

```
Wz = c2d(Wp,1,'zoh')
```

MATLAB выдаст результат преобразования, показанный в листинге 3.5.

Листинг 3.5. Результат обработки запроса на преобразование в дискретную область

```
Transfer function:
0.09516
-----
z - 0.9048

Sampling time: 1
```

Построим переходные процессы для непрерывной и дискретной передаточной функции в среде Simulink пакета MATLAB. Модель представлена на рис. 3.39, а, а результат ее работы на рис. 3.39, б.

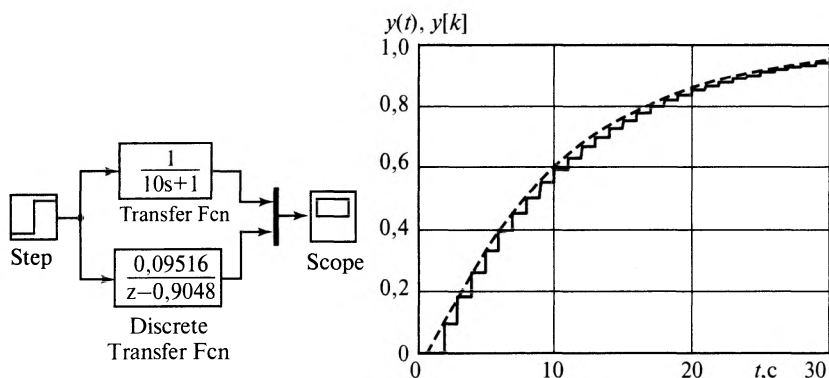


Рис. 3.39. Переходный процесс для непрерывной и дискретной передаточной функции

Штриховой линией обозначен сигнал на выходе непрерывной передаточной функции, а сплошной линией — сигнал соответствующей дискретной передаточной функции с экстраполятором нулевого порядка на выходе. По осциллограмме на рис. 3.39, б видно, что результат реакции дискретной передаточной функции совпадает с реакцией исходной непрерывной функции в каждый момент времени $t = kT$.

Приближенные способы преобразования

Показанный выше способ преобразования строг математически, однако на практике чаще применяют упрощенные методы преобразования из непрерывной в дискретную область. Суть приближенных методов сводится к замене оператора p на выражение, которому он эквивалентен в дискретной области. Рассмотрим несколько вариантов приближенного представления оператора p [15]. Пусть $x(t)$ — некоторая зависимость изменения величины во времени, а $y(t)$ — ее интеграл — площадь под кривой $x(t)$.

На рис. 3.40 показан принцип численного интегрирования переменной $x(t)$. Площадь прямоугольника между временными отметками $(k-1)T$ и kT определяется произведением значения переменной в момент времени $(k-1)T$ и периода дискретизации T . Интеграл в момент времени kT будет равен предыдущему значению интеграла в момент времени $(k-1)T$ и площади прямоугольника:

$$y[k] = y[k-1] + Tx[k-1]. \quad (3.87)$$

Важно понимать, что $y[k] \neq y(kT)$, а является приближением к его действительному значению. Уравнение можно записать с использованием оператора сдвига z :

$$y[k] = z^{-1}y[k] + Tz^{-1}x[k], \quad (3.88)$$

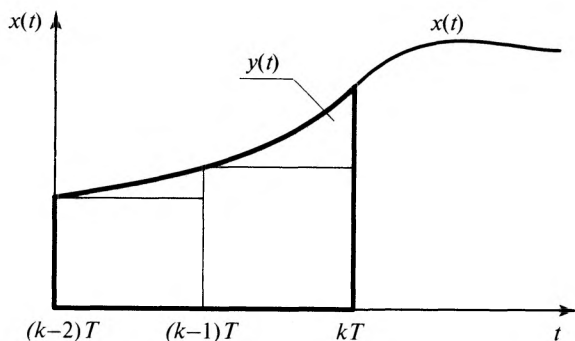


Рис. 3.40. Метод левых прямоугольников

или

$$(1 - z^{-1})y[k] = Tz^{-1}x[k]; \quad (3.89)$$

повышаем степень z и преобразуем в дискретную передаточную функцию:

$$\frac{1}{p} \approx \frac{y[k]}{x[k]} = \frac{T}{z - 1}. \quad (3.90)$$

Из выражения (3.90) можно выразить p :

$$p \approx \frac{z - 1}{T}. \quad (3.91)$$

Используя полученный результат, выполним преобразование передаточной функции (3.86) в дискретную область. Заменяя оператор дифференцирования p в соответствии с выражением (3.91), получим:

$$W(z) = \frac{1}{10 \frac{z - 1}{T} + 1}. \quad (3.92)$$

Если, как и в приведенном выше примере, $T = 1$ с, то выражение упрощается:

$$W(z) = \frac{1}{10z - 9} = \frac{0,1}{z - 0,9}, \quad (3.93)$$

что похоже на дискретную передаточную функцию, представленную в листинге 3.4.

На рис. 3.41 показан аналогичный принцип численного интегрирования переменной $x(t)$, но в этот раз площадь вычисляется не по левому значению переменной, а по правому в момент времени kT . Интеграл в момент времени kT будет равен предыдущему значению интеграла в момент времени $(k - 1)T$ и площади столбика:

$$y[k] = y[k - 1] + Tx[k]. \quad (3.94)$$

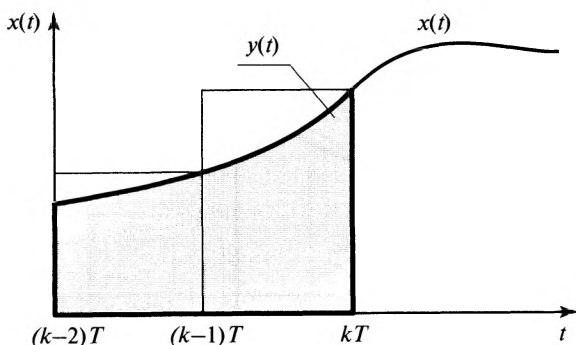


Рис. 3.41. Метод правых прямоугольников

Уравнение (3.94) можно записать с использованием оператора сдвига z :

$$y[k] = z^{-1}y[k] + Tx[k], \quad (3.95)$$

$$(1 - z^{-1})y[k] = Tx[k]. \quad (3.96)$$

Повышаем степень z и преобразуем в дискретную передаточную функцию:

$$\frac{1}{p} \approx \frac{y[k]}{x[k]} = \frac{Tz}{z - 1}. \quad (3.97)$$

Из выражения (3.97) можно выразить p :

$$p \approx \frac{z - 1}{Tz}. \quad (3.98)$$

Используя полученный результат, выполним, заменив оператор дифференцирования p в соответствии с выражением (3.98), и получим:

$$W(z) = \frac{1}{10 \frac{z-1}{zT} + 1} = \frac{1}{\frac{10z-10}{z} + \frac{z}{z}} = \frac{z}{11z - 10}. \quad (3.99)$$

Еще точнее можно определить интеграл, воспользовавшись методом трапеций (рис. 3.42). Тогда площадь столбика от момента времени $(k-1)T$ до kT равна полусумме $x(kT - T)$ и $x(kT)$, помноженной на период дискретизации, и выражение для интеграла запишется следующим образом:

$$y[k] = y[k-1] + \frac{T}{2}(x[k-1] + x[k]). \quad (3.100)$$

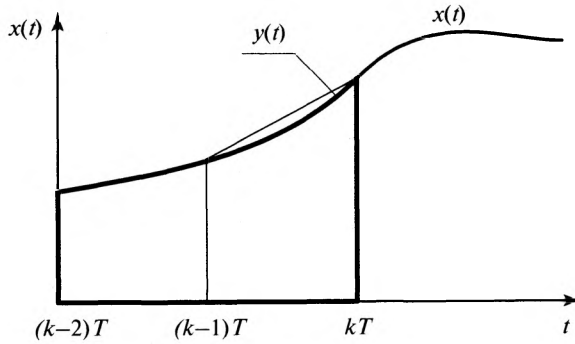


Рис. 3.42. Метод трапеций

Проводим преобразования тем же способом, что и раньше:

$$y[k] - y[k-1] = \frac{T}{2} x[k] + \frac{T}{2} x[k-1], \quad (3.101)$$

$$(1 - z^{-1})y[k] = \left(\frac{T}{2} + \frac{T}{2} z^{-1} \right) x[k], \quad (3.102)$$

$$(z - 1)y[k] = \left(\frac{zT}{2} + \frac{T}{2} \right) x[k], \quad (3.103)$$

$$\frac{1}{p} \approx \frac{T}{2} \frac{z+1}{z-1}. \quad (3.104)$$

Из выражения (3.104) выражаем p:

$$p \approx \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1}. \quad (3.105)$$

Преобразуем передаточную функцию (3.86) подстановкой выражения (3.105) и получаем:

$$\begin{aligned} W(z) &= \frac{1}{10 \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1} + 1} = \frac{1}{20 \frac{z-1}{z+1} + 1} = \frac{1}{\frac{20z-20}{z+1} + \frac{z+1}{z+1}} = \\ &= \frac{z+1}{21z-19}. \end{aligned} \quad (3.106)$$

На рис. 3.43 приведены результаты отработки единичного скачка дискретными передаточными функциями, полученными при различных способах аппроксимации оператора дифференцирования.

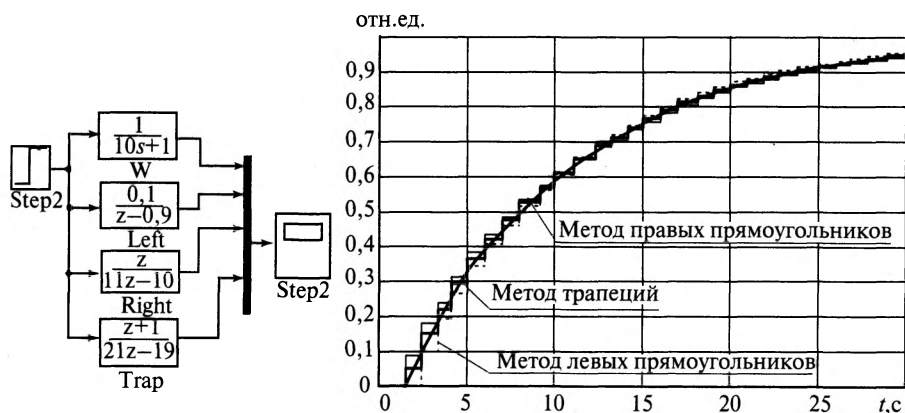


Рис. 3.43. Обработка скачка задания для разных аппроксимаций оператора дифференцирования

Все приближенные способы дают хорошее приближение к переходному процессу исходной передаточной функции, однако ни один из них не дает точного совпадения с исходным процессом в кратные периоды квантования моменты времени.

3.8. Синтез регуляторов цифровой системы управления

Синтез регуляторов для цифровой системы может осуществляться несколькими способами, из которых будут рассмотрены:

синтез регуляторов в аналоговой системе и преобразование функции регулятора в дискретную область (рис. 3.44, а);

построение дискретной модели объекта регулирования и синтез дискретного регулятора сразу в дискретной области (см. рис. 3.44, б);

определение функции управляющего воздействия по уравнениям объекта регулирования.

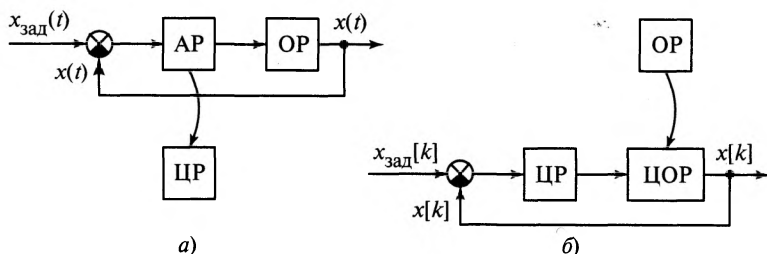


Рис. 3.44. Способы синтеза цифрового регулятора:

ЦОР — цифровой объект регулирования; ОР — объект регулирования

В первом случае синтез регулятора проводится целиком в аналоговой непрерывной области, а затем проводится преобразование функции аналогового регулятора (АР) в дискретную область и получение цифрового регулятора (ЦР). Такой подход позволяет использовать известные правила синтеза регуляторов для непрерывных систем, и с большой вероятностью преобразованный в дискретную область регулятор окажется работоспособным, однако он не будет оптимальным по быстродействию.

Синтез регулятора вторым способом позволяет получать регулятор с заданными свойствами непосредственно в цифровом виде. Здесь можно задавать качества переходных процессов, недоступные при аналоговом синтезе (например, задать время переходного процесса в один такт).

Третий способ позволяет получать регуляторы предельного быстродействия, основываясь на модели объекта и понимании ее поведения в заданных условиях при заданном управляющем воздействии.

Рассмотрим примеры синтеза регуляторов тремя перечисленными способами.

Преобразование аналогового регулятора в дискретную область

Пусть необходимо поддерживать ток в якоре двигателя постоянного тока, представленного эквивалентной RL -цепочкой с параметрами $R = 1$ Ом и $L = 0,01$ Гн, питаемой от управляемого широтно-импульсного преобразователя с периодом ШИМ, равным 1000 Гц. Напряжение питания инвертора 110 В, а синтез непрерывного регулятора будет производиться из допущения, что преобразователь представляет собой инерционное звено с постоянной времени, равной периоду ШИМ:

$$W_{\pi}(p) = \frac{U_{DC}}{T_{\pi}p + 1}, \quad (3.107)$$

где $T_{\pi} = T_{\text{ШИМ}} = 0,001$ с. Замена преобразователя инерционным звеном часто использовалась для тиристорных электроприводов [16]. Хотя подобная замена не строга, она удобна для процедуры вычисления параметров регулятора и дает хороший результат на реальном объекте.

Функциональная схема системы «преобразователь — двигатель» представлена на рис. 3.45. Скважность верхнего транзистора задается в режиме центрированной ШИМ. Верхний ключ включается в самом начале периода ШИМ и в конце, а суммарное время его проводимости определяется заданной скважностью. Нижний транзистор работает в комплементарном режиме.

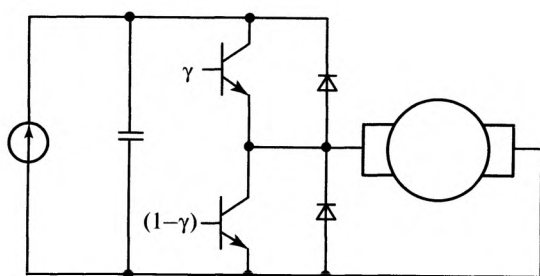


Рис. 3.45. Функциональная схема системы «преобразователь — двигатель»

Запишем допущения, которыми будем пользоваться, решая задачу синтеза регулятора:

нет падения напряжения на ключах и «мертвого» времени;

точно известно значение тока в любой момент времени;

индуктивность и активное сопротивление якоря известны.

Зададимся желаемой разомкнутой передаточной функцией контура регулирования:

$$W_{ж.р}(p) = W_p(p)W_{о.р}(p) = \frac{1}{2T_\mu p(T_\mu p + 1)}, \quad (3.108)$$

где $W_{о.р}(p) = \frac{U_{DC}}{T_\pi p + 1} \frac{1/R}{\frac{L}{R} p + 1}$ — передаточная функция объекта регу-

лирования с широтно-импульсным преобразователем; $W_p(p)$ — передаточная функция регулятора; $T_\mu = T_\pi$ — некомпенсируемая постоянная времени. Такая передаточная функция обеспечивает хорошее быстродействие в аналоговой системе регулирования при перерегулировании в 4,7 %. Тогда передаточная функция регулятора тока выражается как

$$\begin{aligned} W_p(p) &= \frac{W_{ж.р}(p)}{W_{о.р}(p)} = \frac{(T_\pi p + 1) \left(\frac{L}{R} p + 1 \right)}{2T_\mu p(T_\mu p + 1)U_{DC}(1/R)} = \\ &= \frac{L}{2T_\mu U_{DC}} + \frac{R}{2T_\mu U_{DC}p} = k_\pi + \frac{k_{ин}}{p}, \end{aligned} \quad (3.109)$$

где k_π — пропорциональный коэффициент регулятора; $k_{ин}$ — интегральный коэффициент регулятора.

Получился пропорционально-интегральный регулятор. Пусть период квантования цифрового регулятора тока равен периоду

ШИМ, тогда проводим замену оператора дифференцирования по приближенной формуле на $p = (z - 1)/zT$:

$$\begin{aligned} W_{\Pi}(p) &= k_{\Pi} + \frac{k_{\Pi}}{(z - 1)/zT} = \frac{k_{\Pi}(z - 1) + k_{\Pi}Tz}{z - 1} = \\ &= \frac{z(k_{\Pi} + k_{\Pi}T) - k_{\Pi}}{z - 1} = \frac{y[k]}{x[k]}, \end{aligned} \quad (3.110)$$

после чего записываем разностное уравнение

$$(z - 1)y[k] = [z(k_{\Pi} + k_{\Pi}T) - k_{\Pi}]x[k] \quad (3.111)$$

и понижаем степень оператора сдвига z в обеих частях уравнения (3.111) и выражаем $y[k]$:

$$y[k] = y[k - 1] + (k_{\Pi} + k_{\Pi}T)x[k] - k_{\Pi}x[k - 1], \quad (3.112)$$

что дает регулятор со структурой, представленной на рис. 3.46.

Структура модели системы с цифровым ПИ-регулятором представлена на рис. 3.47, а, а отработка скачка задания тока в 3 А в момент времени 0,001 с на вращающемся двигателе (т.е. после первого периода ШИМ) на рис. 3.47, б. В структуре учтена ЭДС двигателя. Чтобы исключить ее влияние, к выходу регулятора добавлена компенсация ЭДС в виде положительной обратной связи по скорости. В первый период ШИМ выход регулятора равен нулю, а управляющее воздействие определяется блоком компенсации ЭДС двигателя, поэтому в первый период ШИМ условий для изменения тока нет. Его мгновенные отклонения от нуля обусловлены работой ШИМ.

Следует отметить, что в статическом режиме при использовании центрированной ШИМ ток в начале периода равен среднему току на предыдущем периоде ШИМ. В полученном переходном процессе в качестве обратной связи использовался ток на стыке периодов ШИМ, а расчет ПИ-регулятора выполнялся в этот же момент мгновенно, что не может быть реализовано на практике в микроконтроллерной системе управления из-за конечного времени преобразования АЦП и конечного быстродействия программного обеспечения.

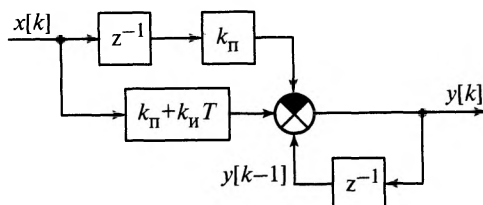


Рис. 3.46. Структура цифрового ПИ-регулятора

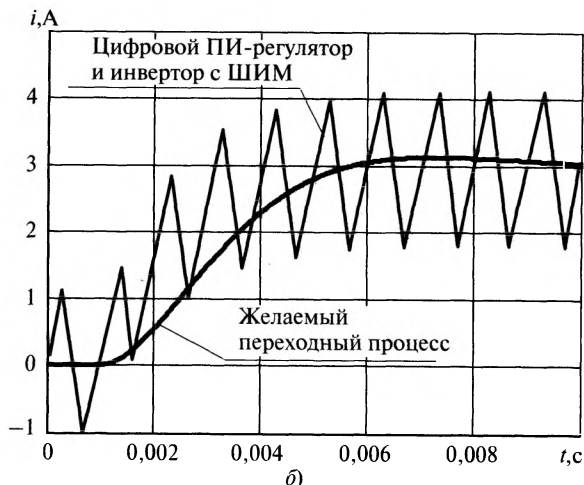
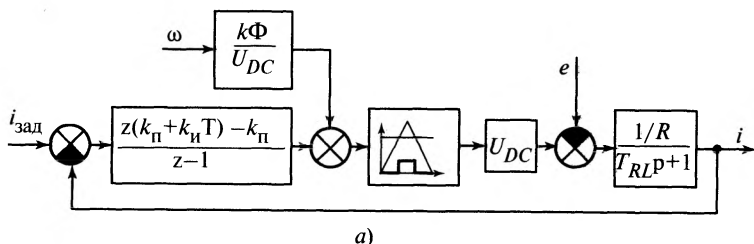


Рис. 3.47. Структура модели исследуемой системы и отработка скачка задания

Результаты моделирования, представленные на рис. 3.47, б, показывают, что замены широтно-импульсного преобразователя инерционным звеном и аналогового регулятора цифровым привели к видимому отклонению реального переходного процесса от желаемого. Однако наблюдаемый процесс все равно получился устойчивым.

Синтез регулятора в дискретной области

Второй способ синтеза регулятора требует перевода объекта регулирования в дискретную область, тогда расчет передаточной функции регулятора можно выполнить сразу в дискретной области, задавшись желаемым переходным процессом. Зададимся такой дискретной замкнутой передаточной функцией желаемого переходного процесса, чтобы регулируемая величина выходила на задание за один такт (период ШИМ), что будет являться предельно быстрым переходным процессом:

$$W_{\text{ж}}(z) = z^{-1}. \quad (3.113)$$

Известно, что

$$W_{ж.п}(z) = \frac{W_{ж.п}(z)}{1 + W_{ж.п}(z)}, \quad (3.114)$$

откуда дискретная желаемая разомкнутая передаточная функция

$$W_{ж.п}(z) = \frac{1}{z - 1}. \quad (3.115)$$

Дискретная передаточная функция объекта регулирования может быть получена аналитически с помощью таблицы Z-преобразований (см. табл. 3.3) или в каком-либо математическом пакете:

$$W_{о.п}(z) = \frac{U_{DC}}{R} \frac{1 - e^{-\frac{R}{L}T}}{z - e^{-\frac{R}{L}T}}. \quad (3.116)$$

Она включает в себя инерционное звено якоря двигателя и коэффициент усиления U_{DC} силового широтно-импульсного преобразователя, а сам преобразователь является ЦАП или экстраполятором нулевого порядка дискретного сигнала регулятора. Как и в выражении (3.109), передаточная функция регулятора вычисляется как отношение желаемой разомкнутой функции к объекту регулирования:

$$\begin{aligned} W_p(z) &= \frac{W_{ж.п}(z)}{W_{о.п}(z)} = \frac{1}{z - 1} \frac{R}{U_{DC}} \frac{z - e^{-\frac{R}{L}T}}{1 - e^{-\frac{R}{L}T}} = \\ &= \frac{z \frac{R}{U_{DC}} \frac{1}{1 - e^{-\frac{R}{L}T}} - \frac{R}{U_{DC}} \frac{e^{-\frac{R}{L}T}}{1 - e^{-\frac{R}{L}T}}}{z - 1}. \end{aligned} \quad (3.117)$$

В этом виде он очень похож на ПИ-регулятор (3.110). Разница наблюдается только в коэффициентах. Пропорциональный коэффициент

$$k_p = \frac{R}{U_{DC}} \frac{e^{-\frac{R}{L}T}}{1 - e^{-\frac{R}{L}T}}, \text{ а интегральный } k_i T = \frac{R}{U_{DC}}, \text{ что примерно}$$

в 2 раза больше рассчитанных классическим методом. Переходный процесс в системе с таким регулятором представлен на рис. 3.48. По графику переходного процесса для ПИ-регулятора предельного быстродействия видно, что выход на заданный ток произошел



Рис. 3.48. Переходный процесс с цифровым ПИИ-регулятором, настроенным на предельное быстродействие

за один период ШИМ. Очевидно, что система с ПИИ-регулятором, где коэффициенты рассчитаны классическим методом, проигрывает в быстродействии из-за большей предполагаемой инерционности силового преобразователя, чем есть на самом деле.

Особенности систем с цифровыми регуляторами. Пример стабилизации скорости электропривода

В качестве последнего и очень важного примера приведем систему быстродействующего регулятора скорости для электропривода постоянного тока. Система имеет следующие параметры: $U_{DC} = 24 \text{ В}$,

$R = 1 \text{ Ом}$, $L = 0,01 \text{ Гн}$, $T_{\Pi} = 0,001 \text{ с}$, $J = 0,001 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$, $k\Phi = 0,1 \frac{\text{В} \cdot \text{с}}{\text{рад}}$.

Силовой преобразователь работает в качестве экстраполятора нулевого порядка.

Структурная схема двигателя постоянного тока в исходном и упрощенном видах представлена на рис.3.49. С учетом коэффициента усиления преобразователя она описывается выражением

$$W_{o.p}(p) = \frac{U_{DC}/k\Phi}{T_{\text{м}} T_{\text{я}} p^2 + T_{\text{м}} p + 1}, \quad (3.118)$$

где $T_{\text{м}}$ — механическая постоянная времени.

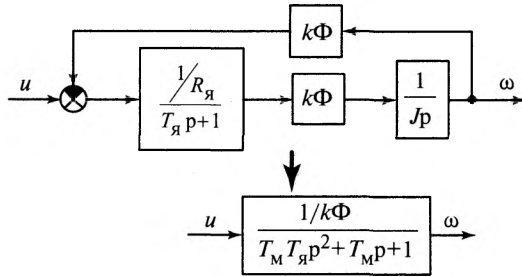


Рис. 3.49. Структурная схема электродвигателя постоянного тока

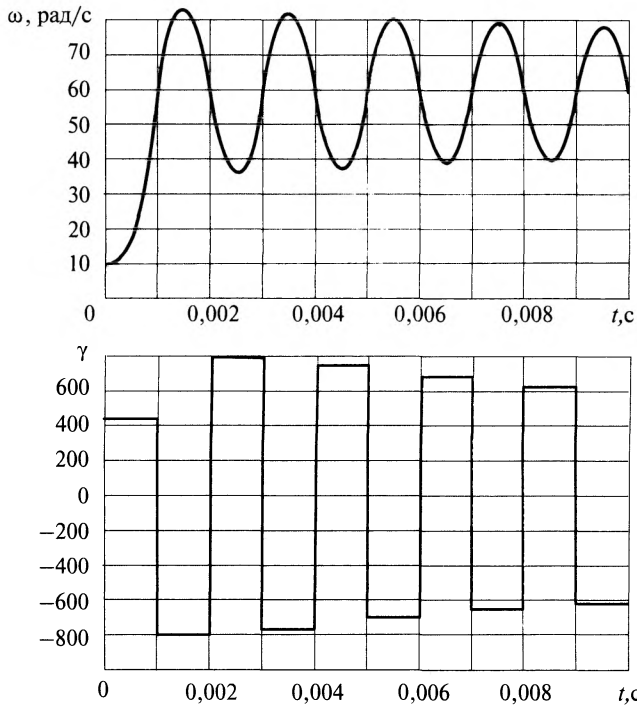


Рис. 3.50. Переходный процесс при пуске двигателя в замкнутой системе и управляющее воздействие на выходе регулятора

Для передаточной функции (3.118) с помощью MATLAB получим дискретную передаточную функцию объекта регулирования с экстраполятором нулевого порядка (силовой преобразователь с периодом дискретизации $T_n = 0,001$ с):

$$W_{o.p.}(z) = \frac{0,1161z + 0,1123}{z^2 - 1,904z + 0,9048}. \quad (3.119)$$

Используя желаемую разомкнутую дискретную передаточную функцию (3.115), рассчитываем цифровой регулятор:

$$W_p(z) = \frac{z^2 - 1,904z + 0,9048}{0,1161z^2 - 0,003806z - 0,1123}, \quad (3.120)$$

используя который получим переходный процесс в замкнутой системе, представленный на рис. 3.50.

Из графиков хорошо видно, что для обеспечения времени переходного процесса в один такт необходимо большое управляющее воздействие, которое не всегда реализуемо на практике. В данном конкретном случае оно составило до 800 крат номинала. Интересно, что переходный процесс с точки зрения регулятора закончился за один такт, однако мы можем видеть длительные слабозатухающие колебания большой амплитуды. На самом деле в моменты времени, кратные периоду дискретизации, скорость двигателя проходит через заданную точку, т.е. переходный процесс закончился за один такт, но регулятор «отвечает» только за точки, расположенные в моменты времени, кратные периоду дискретизации. В промежутках между моментами времени, кратными периоду дискретизации, выход системы регулирования может принимать иные, отличные от заданного, значения. Возможность такого поведения цифровых регуляторов также необходимо учитывать при синтезе систем регулирования.

Синтез регулятора предельного быстродействия из уравнений электрического равновесия

Синтез регулятора, выполненный ранее, был построен исключительно на математике и не затрагивал понимание физических процессов, протекающих в системе. Попробуем на том же самом примере построения контура тока системы «транзисторный преобразователь — двигатель постоянного тока» разобраться, каким именно образом с точки зрения элементарной физики был получен регулятор, описанный выражением (3.117).

Уравнения электрического равновесия системы, представленной на рис. 3.45, следует записать для двух режимов: включенного верхнего транзистора:

$$U_{DC} - e - iR = L \frac{di}{dt}, \quad (3.121)$$

и включенного нижнего транзистора:

$$-e - iR = L \frac{di}{dt}. \quad (3.122)$$

Запишем уравнения (3.121) и (3.122) за период ШИМ, заменив dt на Δt и приняв сопротивление якоря приблизительно равным нулю. Исключение падения напряжения на сопротивлении на данном этапе необходимо, поскольку в рассматриваемых формулах происходит расчет изменения тока, что не дает нам права считать составляющую iR постоянной величиной. Учет этой составляющей произведем позже, тогда

$$\left. \begin{aligned} U_{DC} - e &= L \frac{\Delta i_{\uparrow}}{\Delta t_{\text{вкл}}}; \\ -e &= L \frac{\Delta i_{\downarrow}}{\Delta t_{\text{выкл}}} \end{aligned} \right\} \quad (3.123)$$

Выразим приращения токов через скважность верхнего транзистора:

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{\uparrow} &= \frac{U - e}{L} \gamma T; \\ \Delta i_{\downarrow} &= -\frac{e}{L} (1 - \gamma) T, \end{aligned} \right\} \quad (3.124)$$

где T — период ШИМ; γ — скважность верхнего транзистора. Процесс нарастания и спадания тока за период ШИМ показан на рис. 3.51.

Изменение тока за период ШИМ определяется суммой уравнений системы (3.124):

$$\Delta i = \frac{U_{DC} - e}{L} \gamma T + \frac{-e}{L} (1 - \gamma) T = \frac{U_{DC}}{L} T \gamma - \frac{e}{L} T. \quad (3.125)$$

Определим подход к регулированию тока с предельным быстрым действием: *при известных значениях начального и заданного токов всегда можно найти скважность сигнала управления, при которой среднее значение тока за период ШИМ будет равно заданному, при условии физической реализуемости.* Под «физической реализуемо-

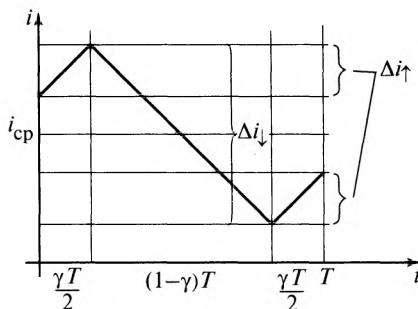


Рис. 3.51. График изменения тока за период ШИМ

стью» имеется в виду достижимость заданного тока за период ШИМ при имеющемся напряжении питания инвертора.

Из выражения (3.125) можно выразить скажность, которая требуется для изменения тока на Δi за один период ШИМ при остальных заданных параметрах, как напряжение питания инвертора и ЭДС двигателя, выраженное через измеряемую величину скорости:

$$\gamma[k] = \frac{k\Phi\omega}{U_{DC}} + \frac{L}{U_{DC}T} \Delta i = \frac{k\Phi\omega}{U_{DC}} + \frac{L}{U_{DC}T} (i_{\text{зад}}[k] - i[k-1]). \quad (3.126)$$

Следует отметить, что коэффициент $L/(U_{DC}T)$ численно близок к пропорциональному коэффициенту регулятора (3.117). Добавка $k\Phi\omega/U_{DC}$ является компенсацией ЭДС — той скажностью, при которой ток в системе не будет меняться.

В реальной системе имеется еще и сопротивление якоря. Для учета его влияния добавим к уравнению скажности (3.126) составляющую

$\frac{R}{U_{DC}} i$. Эту составляющую лучше всего записать через $i_{\text{зад}}[k]$, так как на периоде ШИМ, для которого задается ток, падение напряжения на сопротивлении будет скомпенсировано независимо от того, достигнут ли в системе заданный ток или нет:

$$\gamma[k] = \frac{k\Phi\omega}{U_{DC}} + \frac{L}{U_{DC}T} (i_{\text{зад}}[k] - i[k-1]) + \frac{R}{U_{DC}} i_{\text{зад}}[k]. \quad (3.127)$$

Данный регулятор получается пропорционального типа с компенсацией ЭДС и падения напряжения на активном сопротивлении якорной цепи. К его недостаткам следует отнести отсутствие интегральной составляющей, которая бы выправляла ошибки, связанные с неточным знанием $k\Phi$, ω , напряжения звена постоянного тока, сопротивления якорной цепи, падения напряжения на полупроводниковых элементах преобразователя и «мертвого» времени и обеспечивала астатические характеристики в контуре тока. Для устранения этого недостатка выполним некоторые преобразования. Предположим, что регулятор справляется с заданием достаточно хорошо, и задание тока на предыдущем периоде равно полученному в итоге току

$$i_{\text{зад}}[k-1] \approx i[k-1]. \quad (3.128)$$

Тогда составляющую от падения на активном сопротивлении можно переписать следующим образом:

$$\begin{aligned} \gamma_{iR}[k] &= \frac{R}{U_{DC}} (i_{\text{зад}}[k] - i[k-1] + i_{\text{зад}}[k-1]) = \\ &= \gamma_{iR}[k-1] + \frac{R}{U_{DC}} (i_{\text{зад}}[k] - i[k-1]). \end{aligned} \quad (3.129)$$

Полученное выражение является интегратором и вместе с выражением (3.127), переписанным как

$$\gamma[k] = \frac{k\Phi\omega}{U_{DC}} + \frac{L}{U_{DC}T} (i_{\text{зад}}[k] - i[k-1]) + \gamma_{iR}[k], \quad (3.130)$$

представляет собой ПИ-регулятор. И в (3.129), и в (3.130) выход определяется ошибкой в токе. Интегральный коэффициент этого ПИ-регулятора в точности совпадает с аналогичным коэффициентом уравнения (3.117). Интегратор (3.129) предпочтительнее простой коррекции выражения (3.127), так как позволяет устранять ошибки, связанные с нелинейностями инвертора, неточным знанием параметров двигателя и т.д. За счет того, что на вход интегральной составляющей поступает ошибка регулирования, интегратор будет накапливать ее, пока не сведет ошибку к нулю независимо от природы ее появления, хотя изначально он должен устранять влияние от падения напряжения на активном сопротивлении обмотки.

Сводные формулы

Сводные формулы и значения коэффициентов регуляторов для рассмотренного объекта управления представлены в табл. 3.4. Все эти регуляторы эквивалентны и реализуются с помощью одной и той же формулы (3.110), а коэффициенты получились различными из-за различных принятых инерционностей преобразователей (инерционное звено или экстраполятор нулевого порядка) и разных методов численного интегрирования (строгий метод Z-преобразования или приближенный).

Таблица 3.4

Формулы и значения коэффициентов регуляторов

Тип регулятора	Формула k_{Π}	Значение k_{Π}	Формула $k_{\Pi}T$	Значение $k_{\Pi}T$
Регулятор по классической методике синтеза	$\frac{L}{2U_{DC}T}$	0,05	$\frac{R}{2U_{DC}}$	0,005
Регулятор предельного быстрогодействия по строгим выражениям дискретного преобразования	$\frac{R}{U_{DC}} \frac{e^{-\frac{R}{L}T}}{1 - e^{-\frac{R}{L}T}}$	0,0951	$\frac{R}{U_{DC}}$	0,01
Регулятор предельного быстрогодействия по уравнениям электрического равновесия	$\frac{L}{U_{DC}T}$	0,1	$\frac{R}{U_{DC}}$	0,01

Работа ПИ-регулятора в составе цифровой системы управления

Цифровая система управления, как правило, реализуется на базе микроконтроллеров [18], хотя в настоящее время популярность приобретают и программируемые логические матрицы. Микроконтроллер управляется последовательно выполняемой программой и имеет АЦП конечного быстродействия, что накладывает временные ограничения на структуру системы управления. При реализации алгоритмов на базе программируемой логической матрицы задержка в расчетах может быть пренебрежительно мала, что и обуславливает растущую популярность этого решения. Рассмотрим особенности работы микроконтроллерных систем управления.

ШИМ формируется с помощью встроенного таймера и модуля сравнения. Обычно применяется центрированная ШИМ. На всем периоде ШИМ действует одна уставка сравнения. Пока широтно-импульсный генератор работает с заданной скважностью, система управления проводит опрос датчиков, вычисляет задание для ШИМ на следующий период и загружает его в регистр сравнения. Регистр сравнения является теневым, т.е. записанные в него данные не применяются мгновенно, а начинают действовать только с начала нового периода ШИМ. Таким образом, программист должен реализовать алгоритм управления, чтобы микроконтроллер успевал выполнить его за время меньше периода ШИМ.

Аналоговые сигналы, приходящие на АЦП микроконтроллера, как правило, преобразуют и считывают несколько раз за период ШИМ для дальнейшего усреднения фильтром. Если же использовать только одно значение за период ШИМ, то из-за воздействия помех со стороны силовой части возникают ощутимые систематическая и псевдослучайная ошибки в измеренных значениях. Уже при двух выборках с АЦП за период ШИМ и усреднении большая часть помех компенсируется, так как при равномерном во времени опросе АЦП состояния инвертора в момент оцифровки оказываются комплементарными, и систематическая погрешность меняет знак. Для устранения псевдослучайных ошибок, связанных с псевдослучайным попаданием времени выборки АЦП на процессы коммутации ключей, в большинстве систем управления, разработанных в НИУ «МЭИ» для микроконтроллеров серии TMS320F28xxx применяется усреднение по восьми выборкам АЦП за период ШИМ, что дает удовлетворительный результат.

Таким образом, система управления производит считывание данных с АЦП несколько раз за период ШИМ, а после последнего считывания данных происходит усреднение сигнала обратной связи, расчет регулятора и загрузка управляющего воздействия в регистры

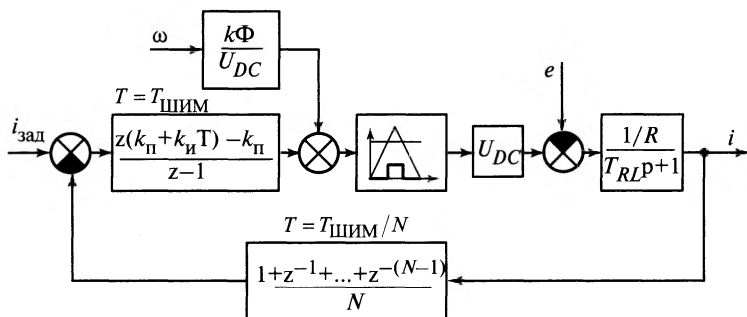


Рис. 3.52. Функциональная схема системы «преобразователь — двигатель» с микроконтроллерной реализацией ПИ-регулятора

сравнения. На рис. 3.52 представлена функциональная схема модели для исследования влияния запаздывания в измерительном канале обратной связи на расчет управляющих воздействий.

Регулятор работает на частоте ШИМ, т.е. имеет шаг дискретизации по времени, равный периоду ШИМ, а цифровой фильтр скользящего среднего для полученных с АЦП данных работает с шагом в N раз меньшим. При этом в момент обновления уставки сравнения ШИМ, синхронная с началом периода выборка с АЦП, еще не доступна.

На рис. 3.53 представлены графики работы системы с различными настройками коэффициентов регулятора и измерительной системы. Пилообразные кривые — это токи якоря, а ступенчатые — ток на выходе фильтра скользящего среднего — значение обратной связи, которое доступно регулятору как конечный результат работы АЦП и цифрового фильтра. На рис. 3.53, *а* представлен эталонный желаемый график с регулятором предельного быстрого действия с настройками, как в опыте с рис. 3.48. В отличие от всех остальных графиков здесь выборка сигнала обратной связи, расчет регулятора и обновление уставки сравнения для ШИМ происходит мгновенно в начале каждого периода ШИМ. Ток выходит на заданный уровень за один период ШИМ.

В реальной системе, где АЦП преобразует данные N раз на периоде ШИМ, начиная с начала периода и заканчивая моментом времени $\frac{N-1}{N} T_{\text{ШИМ}}$, измерительный канал вносит задержку, которая не была учтена при синтезе регулятора, что приводит к большому перерегулированию. На рис. 3.53, *б* изображен переходный процесс работы регулятора, настроенного на предельное быстрое действие, с усреднением по двум выборкам ($N = 2$), на рис. 3.53, *в* — по четырем ($N = 4$), а на рис. 3.53, *г* — по восьми ($N = 8$). Видно, что увеличение количества выборок на периоде ШИМ уменьшает колебательность переходного процесса, но при любом N качество не соответствует желае-

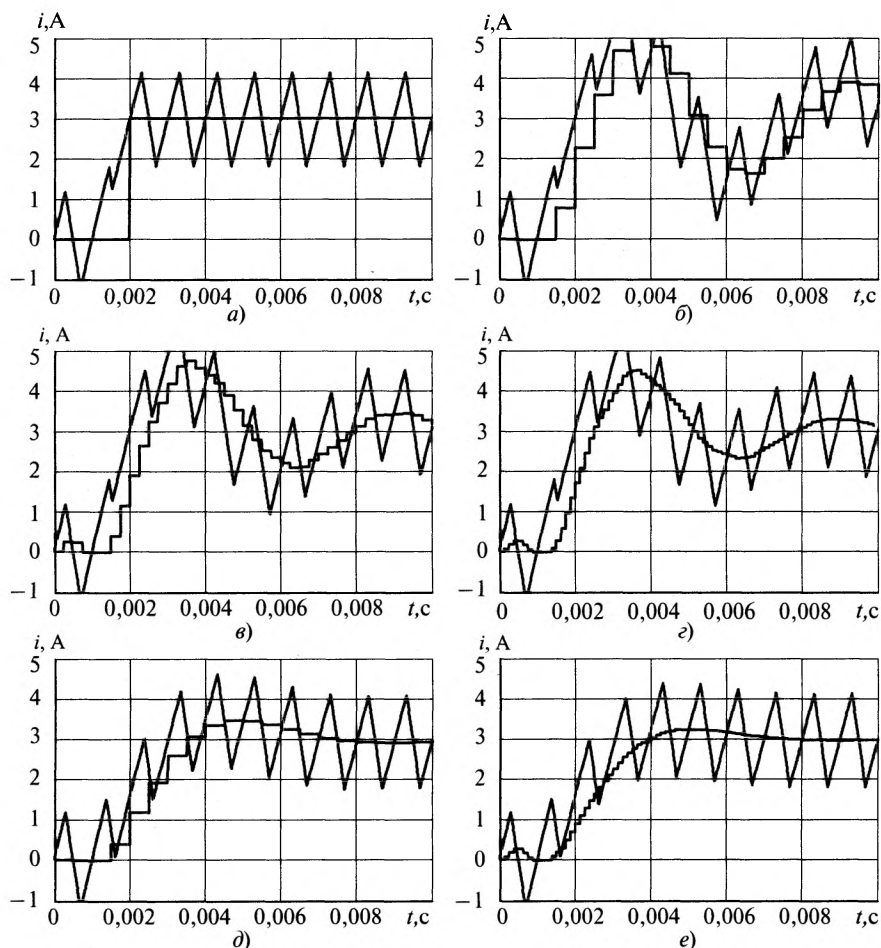


Рис. 3.53. Отработка скачка задания ПИ-регулятором с различными настройками коэффициентов и измерительного канала обратной связи

мому. Следует отметить, что разница между $N = 2$ и $N = 4$ заметна на глаз, в то же время разница между $N = 4$ и $N = 8$ практически не ощущается. Это позволяет сделать вывод, что усреднение по двум выборкам не так эффективно, и желательно делать N не меньше четырех. Вместе с тем, если производительность микроконтроллера не позволяет делать усреднение по восьми выборкам, то можно обойтись четырьмя.

Графики на рис. 3.53, д и 3.53, е показывают работу системы с настройками регулятора, выполненными по классической методике синтеза для количества выборок $N = 2$ и $N = 8$ за период ШИМ.

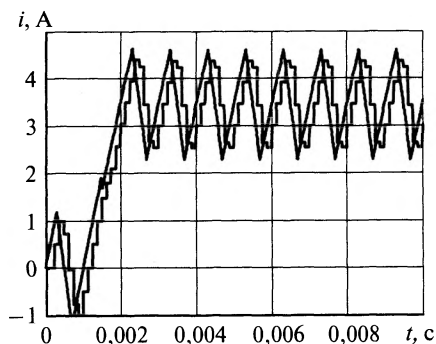


Рис. 3.54. Отработка регулятора предельного быстродействия по последнему результату АЦП без усреднения

Переходные процессы в этих случаях очень похожи на желаемый переходный процесс, что говорит об адекватности замены широтно-импульсного преобразователя инерционным звеном для синтеза регуляторов с учетом особенностей функционирования измерительной системы.

Последний эксперимент (рис. 3.54) проводился с регулятором, настроенным на предельное быстродействие, где в качестве сигнала обратной связи использовалась последняя выборка с АЦП перед началом нового периода без какой-либо фильтрации при восьми преобразованиях АЦП за период. Результат моделирования показывает, что система регулирования функционирует подобно эталонной, однако имеет систематическую погрешность, связанную с тем, что для регулирования используется мгновенное значение, которое даже в установившемся режиме сильно отличается от среднего. Использовать такой подход к регулированию тока опасно, так как существует вероятность получить помимо систематической погрешности в обратной связи еще и погрешность, связанную с коммутацией ключей, наличие которой и степень влияния можно оценить, только анализируя временные диаграммы работы модуля сравнения во всех режимах и проводя натурные исследования. Однако данный эксперимент показывает принципиальную возможность получения переходного процесса предельного быстродействия на практике.

3.9. Прогнозирование сигнала обратной связи для регулятора предельного быстродействия

Как было показано выше, основная проблема увеличения быстродействия ПИ-регулятора до предельного — $W_{\text{ж}}(z) = z^{-1}$ — заключается в конечном времени системы измерения тока и расчета регулятора.

На примере контура тока системы «широтно-импульсный преобразователь — двигатель постоянного тока» было показано, что, если взять значение тока в момент начала периода ШИМ и в это же время рассчитать новое управляющее воздействие для этого периода, то с ПИ-регулятором, настроенным на предельное быстродействие, переходный процесс заканчивается за один такт без перерегулирования. Если в качестве обратной связи взять выборку с АЦП, отстоящую на $1/8$ от конца периода, то при тех же настройках ПИ-регулятора получается такой же быстрый процесс. Однако из-за того, что точка измерения тока не совпадает со средним значением тока на данном периоде, выходная величина стабилизируется с систематической погрешностью, определяемой формой тока.

Если же в качестве обратной связи для следующего периода ШИМ брать средний ток за предыдущий период, что, как правило, и делается в цифровых микроконтроллерных системах управления, то быстродействие снижается приблизительно в два раза.

Таким образом, необходимо иметь некоторый метод прогнозирования для обратной связи по току, позволяющий использовать регулятор с предельными настройками и обеспечивающий выход на заданный ток за один такт.

Для компенсации задержек в канале измерения применяются разные способы. Например, в [19] предлагается использовать конечно-разностное уравнение, в котором к текущему значению сигнала добавляется половина от разницы текущего и предыдущего значения:

$$x_{o,c}[k] = 1,5x[k] - 0,5x[k - 1], \quad (3.131)$$

где x — измеренные значения, а $x_{o,c}$ — значение для замыкания обратной связи. Применение данного выражения действительно несколько улучшает динамические показатели переходного процесса в контуре тока, но его качество остается еще далеко до желаемого.

Другой способ, который может быть применим для данной задачи — это предиктор Смита [20]. Этот метод был разработан для объектов, содержащих в своей структуре чистое запаздывание, наподобие того, что мы имеем с временем преобразования АЦП и расчета регулятора. Однако данное решение требует достаточно точного знания параметров системы, иначе качество процесса будет далеко от эталонного [21].

Между тем, имеется достаточно полная модель объекта, которая может быть использована для прогнозирования сигнала обратной связи по доступным к измерению значениям тока для контура тока

системы «широтно-импульсный преобразователь — двигатель постоянного тока». Двигатель постоянного тока может быть заменен машиной переменного тока [22, 23], однако для простоты изложения материала выбрана система с меньшим количеством параметров.

Принцип построения системы прогнозирования

Для оптимальной работы регулятора необходимо обеспечить его таким сигналом обратной связи, какой будет в системе на конец периода ШИМ. Для этого можно сделать прогноз изменения тока в системе на текущем периоде при известных параметрах объекта регулирования и управляющего воздействия регулятора:

$$\begin{aligned}
 \hat{i} \left[k - \frac{7}{8} \right] &= \begin{cases} \hat{i} [k-1] + (u_{DC} - e - \hat{i} [k-1]R) \frac{T_{\text{ШИМ}}}{8L}, & \gamma > 0,25; \\ \hat{i} [k-1] + (4u_{DC}\gamma - e - \hat{i} [k-1]R) \frac{T_{\text{ШИМ}}}{8L}, & \gamma \leq 0,25. \end{cases} \\
 \hat{i} \left[k - \frac{6}{8} \right] &= \begin{cases} \hat{i} \left[k - \frac{7}{8} \right] + (-e - \hat{i} \left[k - \frac{7}{8} \right]R) \frac{T_{\text{ШИМ}}}{8L}, & \gamma < 0,25; \\ \hat{i} \left[k - \frac{7}{8} \right] + (4u_{DC}(\gamma - 0,25) - e - \hat{i} \left[k - \frac{7}{8} \right]R) \frac{T_{\text{ШИМ}}}{8L}, & 0,25 \leq \gamma \leq 0,5; \\ \hat{i} \left[k - \frac{7}{8} \right] + (u_{DC} - e - \hat{i} \left[k - \frac{7}{8} \right]R) \frac{T_{\text{ШИМ}}}{8L}, & \gamma > 0,5. \end{cases} \\
 \hat{i} \left[k - \frac{5}{8} \right] &= \begin{cases} \hat{i} \left[k - \frac{6}{8} \right] + (-e - \hat{i} \left[k - \frac{6}{8} \right]R) \frac{T_{\text{ШИМ}}}{8L}, & \gamma < 0,5; \\ \hat{i} \left[k - \frac{6}{8} \right] + (4u_{DC}(\gamma - 0,5) - e - \hat{i} \left[k - \frac{6}{8} \right]R) \frac{T_{\text{ШИМ}}}{8L}, & 0,5 \leq \gamma \leq 0,75; \\ \hat{i} \left[k - \frac{6}{8} \right] + (u_{DC} - e - \hat{i} \left[k - \frac{6}{8} \right]R) \frac{T_{\text{ШИМ}}}{8L}, & \gamma > 0,75. \end{cases} \\
 &\quad \quad \quad \text{М} \\
 \hat{i} [k] &= \begin{cases} \hat{i} \left[k - \frac{1}{8} \right] + (u_{DC} - e - \hat{i} \left[k - \frac{1}{8} \right]R) \frac{T_{\text{ШИМ}}}{8L}, & \gamma > 0,25; \\ \hat{i} \left[k - \frac{1}{8} \right] + (4u_{DC}\gamma - e - \hat{i} \left[k - \frac{1}{8} \right]R) \frac{T_{\text{ШИМ}}}{8L}, & \gamma \leq 0,25. \end{cases}
 \end{aligned} \tag{3.132}$$

Приведенные уравнения описывают оценку токов для восьми точек на периоде ШИМ в те же моменты времени, когда проводятся измерения АЦП. Так, для первой точки спустя $1/8$ от начала периода ШИМ рассчитывается $\hat{i} \left[k - \frac{7}{8} \right]$. В зависимости от текущей скваж-

ности верхнего транзистора это значение может быть вычислено разными способами. Если скважность больше 0,25, то верхний транзистор за расчетный период всегда включен, и выражение не зависит от скважности — ток увеличивается под действием полного напряжения звена постоянного тока U_{DC} . Если скважность меньше или равна 0,25, то к цепи приложено напряжение, пропорциональное скважности и напряжению звена постоянного тока U_{DC} , поэтому выражение меняет свой вид. Аналогичным образом в зависимости от текущей скважности записываются уравнения для вычисления оценки тока для других моментов времени. Последнее вычисленное значение оценки тока $\hat{i} [k]$ и будет являться сигналом обратной связи для ПИ-регулятора тока.

Рассмотрим, какие погрешности в исходных параметрах оказывают влияние на точность оценки тока. В уравнения входят напряжение звена постоянного тока и ЭДС двигателя. Эти величины определяют значение равновесной скважности, равной $\gamma_{\text{равн}} = e/U_{DC}$ — скважности, при которой ток в индуктивной цепи якоря двигателя не будет меняться. Кроме этого, в системе присутствует составляющая от падения на сопротивлении якорной цепи, однако для большинства объектов ее влияние не превышает 5 % напряжения питания. Неточное знание индуктивности также может вызывать ошибку.

Для коррекции оценки тока можно использовать измеренные значения, полученные с помощью АЦП. Так, удобно сравнить средние значения оценок и измерений, чтобы скорректировать оценку:

$$\hat{i}_{\text{о.с}} [k] = \hat{i} [k] \frac{\sum_{j=1}^8 \hat{i} \left[k - \frac{j}{8} \right]}{\sum_{l=1}^8 \hat{i} \left[k - \frac{l}{8} \right]}, \quad (3.133)$$

где скорректированное значение оценки тока для обратной связи вычисляется с использованием оценки по модели, помноженной на отношение суммы от измеренных за период значений к сумме

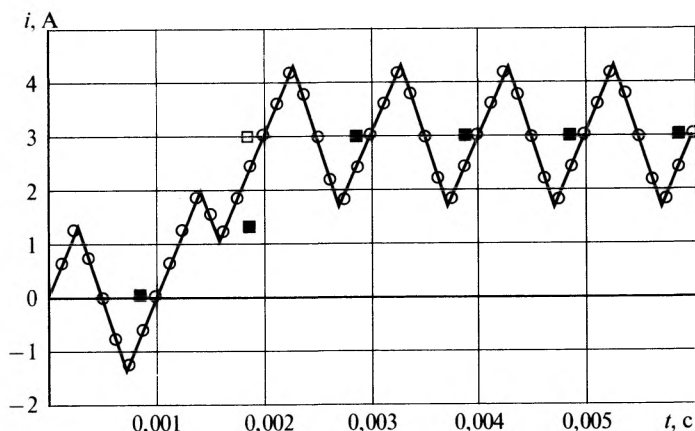


Рис. 3.55. Графики переходного процесса в системе с прогнозированием и регулятором предельного быстродействия

значений, оцененных по модели. Переходный процесс в системе регулирования со всеми достоверными параметрами представлен на рис. 3.55. Здесь и во всех опытах далее задание для первого периода было равно нулю, а для второго периода оно стало 3 А. Сплошной линией на графике показан ток якоря, не закрашенными круглыми маркерами — оценки тока по модели в восьми точках на периоде, закрашенными круглыми маркерами — среднее значение оценок тока (на данном графике полностью совпало с закрашенными квадратами), закрашенными квадратами — измеренное с помощью АЦП среднее значение и не закрашенными квадратами — сигнал обратной связи для регулятора, полученный по результату прогнозирования. Из графика видно, что переходный процесс соответствует желаемому.

Влияние неточности задания параметров и погрешности измерений на работу системы предельного быстродействия

В полученном на рис. 3.55 переходном процессе все параметры модели якорной цепи были точно известны, и измерения токов проводились абсолютно точно. Так не может быть в действительности, поэтому для определения применимости данного алгоритма на практике важно провести опыты при заложенных погрешностях.

Погрешность в значении индуктивности. Пусть модельная индуктивность якорной цепи будет в два раза меньше реальной. Пропорциональный коэффициент регулятора будет также настроен

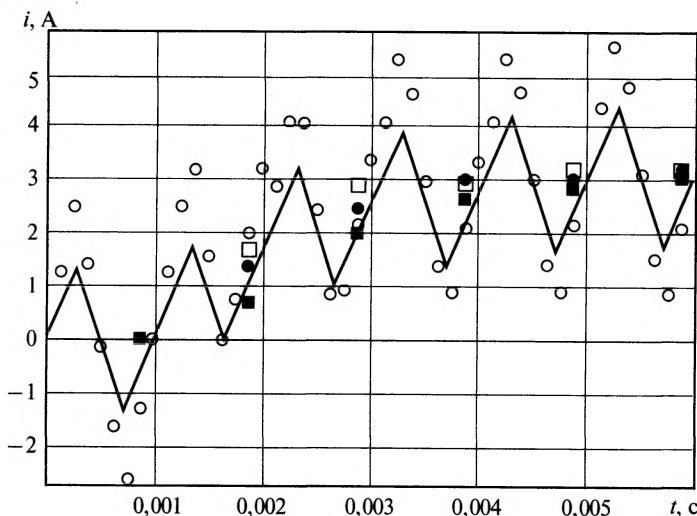


Рис. 3.56. График переходного процесса при неправильном задании индуктивности для регулятора и прогноза обратной связи

с погрешностью, т.е. мы не сможем получить предельное быстродействие. Переходный процесс представлен на рис. 3.56.

Из-за того, что индуктивность модели оказалось меньше, коэффициент регулятора тока также оказался пропорционально меньше оптимального значения. Переменная составляющая оценки тока получилась в два раза больше, чем у реального тока. Проанализируем работу системы прогнозирования тока на втором периоде ШИМ с момента времени 0,001 по 0,002 с. Среднее значение оценки тока (закрашенные круглые маркеры), оказалось значительно выше измеренного среднего значения (закрашенные квадратные маркеры). По прогнозу ток в конце периода (0,002 с) должен быть равен 3,2 А (белый круглый маркер), однако данное значение было скорректировано в соответствии с уравнением (3.133), и в обратную связь поступило скорректированное значение прогноза 1,7 А (белый квадратный маркер). Это значение достаточно близко к реальному току в начале следующего периода ШИМ (чуть правее маркера). Отсюда можно сделать вывод, что коррекция прогноза по формуле (3.133) работает достаточно эффективно.

Вместе с тем имеется достаточно данных для определения индуктивности якорной цепи уже в процессе эксперимента и подстройки коэффициента регулятора. При центрированной ШИМ переменная составляющая тока имеет хорошо выраженную синусоидальную составляющую первой гармоники на частоте ШИМ. Если выполнить

разложение в ряд Фурье по первой гармонике токов, полученных с АЦП и по прогнозу, то, сравнив их, можно внести коррекцию в индуктивность модели и параметры регулятора. По имеющимся восьми точкам вычисление амплитуды синусоидальной составляющей первой гармоники выполняется с помощью следующих выражений:

$$\left. \begin{aligned} I_m[k] &= \frac{2}{8} \left(\sum_{j=0}^7 i \left[k - \frac{8-j}{8} \right] \sin \left(\frac{2\pi}{8} j \right) \right) = \\ &= \frac{2}{8} \left(\sin \left(\frac{2\pi}{8} \right) i \left[k - \frac{7}{8} \right] + \sin \left(2 \frac{2\pi}{8} \right) i \left[k - \frac{6}{8} \right] + \dots + \sin \left(7 \frac{2\pi}{8} \right) i \left[k - \frac{1}{8} \right] \right); \\ \hat{I}_m[k] &= \frac{2}{8} \left(\sin \left(\frac{2\pi}{8} \right) \hat{i} \left[k - \frac{7}{8} \right] + \sin \left(2 \frac{2\pi}{8} \right) \hat{i} \left[k - \frac{6}{8} \right] + \dots + \sin \left(7 \frac{2\pi}{8} \right) \hat{i} \left[k - \frac{1}{8} \right] \right). \end{aligned} \right\} \quad (3.134)$$

Если первая гармоника оценки тока получилась больше, чем первая гармоника измеренных токов, то это означает, что индуктивность модели, использованная для оценки, меньше реальной, а значит, ее необходимо увеличить. Увеличение необходимо во столько раз, во сколько оценка относится к измеренному значению:

$$\hat{L}[k] = \hat{L}[k-1] \frac{\hat{I}_m[k]}{I_m[k]}. \quad (3.135)$$

Данное выражение нельзя использовать на практике, так как при малых значениях измеренной первой гармоники и неточности измерений будет возникать большая погрешность в оценке индуктивности (вплоть до деления на ноль). Формулу необходимо видоизменить, сделав приближение к истинному значению итерационным, тогда коррекцию можно выполнить, например, по следующей формуле:

$$\hat{L}[k] = \hat{L}[k-1] \left(1 + \frac{\hat{I}_m[k] - I_m[k]}{\hat{I}_m[k] + I_m[k]} \right). \quad (3.136)$$

Результат работы системы с автоподстройкой индуктивности прогнозирующей модели представлен на рис. 3.57. Из графика видно, что всего за несколько тактов была проведена коррекция значения оценки индуктивности. На практике скорость работы такого наблюдателя индуктивности следует сделать значительно меньше, чем в эксперименте на математической модели, чтобы не учитывать случайные отклонения измеренных величин из-за помех или низкой разрешающей способности сигнала. В данном модельном эксперименте не учтена фильтрация сигнала обратной связи аналоговыми фильтрами в тракте «датчик тока — схема согласования — АЦП микрокон-

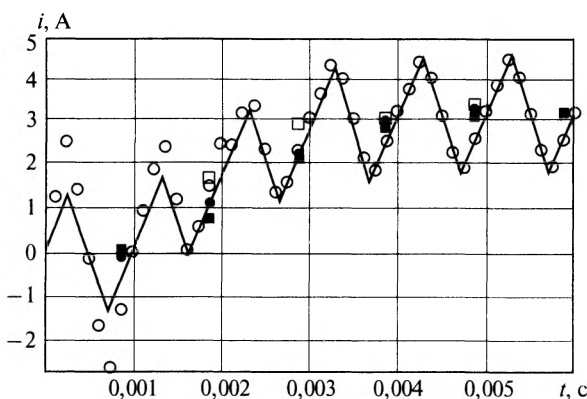


Рис. 3.57. График работы системы с автоподстройкой значения индуктивности модели

троллера» и дискретизация по уровню, которая для малых изменений тока при больших индуктивностях будет значимой.

Влияние фильтрующих свойств канала измерения тока «датчик тока — схема согласования — АЦП микроконтроллера». Подключение датчика тока к микроконтроллеру проводится по схеме рис. 3.14. В данной схеме выполняется преобразование токового сигнала датчика тока с помощью операционного усилителя в дифференциальном включении, который согласует уровни сигналов датчика и АЦП микроконтроллера. Кроме этого, выполняется фильтрация сигнала от импульсных помех. Выходной RC-фильтр служит для обеспечения стабильного напряжения на входе АЦП, что требуется для зарядки емкости выборки/хранения. Постоянная времени представленного на схеме фильтра составляет

$$T_{\phi} = RC = 510 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} = 51 \text{ мкс.} \quad (3.137)$$

Постоянная времени, образуемая емкостью $C_{\text{вх}}$ и сопротивлением $R_{\text{изм}}$, значительно меньше постоянной времени выходного фильтра.

Использование RC-цепочки в качестве фильтра неизбежно повлияет на амплитуду измеренного сигнала и фазу первой гармоники. Система автоподстройки индуктивности должна учитывать эти искажения. Для первой гармоники амплитуда и угол могут быть рассчитаны по формулам

$$\left. \begin{aligned} A &= \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2 T^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi \cdot 1000)^2 \cdot (51 \cdot 10^{-6})^2}} = 0,952; \\ \varphi &= -\arctg(\Omega T) = -\arctg(2\pi \cdot 1000 \cdot 51 \cdot 10^{-6}) = 17,8^\circ, \end{aligned} \right\} \quad (3.138)$$

где Ω — угловая частота входного воздействия.

Тогда изменение синусоидальной составляющей по первой гармонике можно вычислить как

$$A_{\sin} = A \cos \varphi = 0,952 \cdot \cos(17,8^\circ) = 0,91. \quad (3.139)$$

С учетом наличия фильтра, формула оценки индуктивности (3.136), должна содержать коэффициент, учитывающий уменьшение измеренной первой гармоники:

$$\hat{L}[k] = \hat{L}[k-1] \left(1 + \frac{\hat{I}_{\sin}[k] - \frac{I_{\sin}[k]}{A_{\sin}}}{\hat{I}_{\sin}[k] + I_{\sin}[k]} \right), \quad (3.140)$$

а результат работы системы коррекции с учетом рассмотренных выше факторов представлен на рис. 3.58.

Анализ влияния дискретности по уровню на работу системы регулирования. Все полученное к данному моменту преимущество системы с предсказанием обратной связи может быть нереализуемо, если изменение тока за период ШИМ, измеряемое АЦП, не может быть проанализировано для наблюдения за индуктивностью из-за малой разрядности АЦП. Поэтому важно провести исследование процессов с учетом реальной дискретности АЦП и шума.

Зададимся следующими параметрами. АЦП имеет 12 разрядов, выходной сигнал содержит белый шум ± 2 от истинного значения. АЦП не имеет нелинейности и погрешности коэффициента усиления, так как эти погрешности не скажутся на динамике процесса. Кроме того, АЦП не имеет пропущенных бит. Диапазон входного сигнала может изменяться от -100 , до $+100$ А, т.е. в рассмотренном

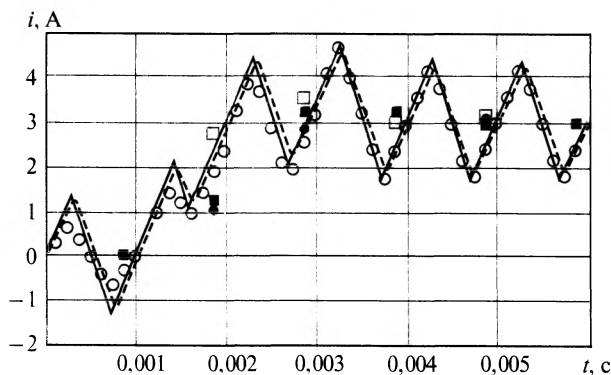


Рис. 3.58. График системы автоподстройки значения индуктивности с учетом влияния фильтра канала АЦП

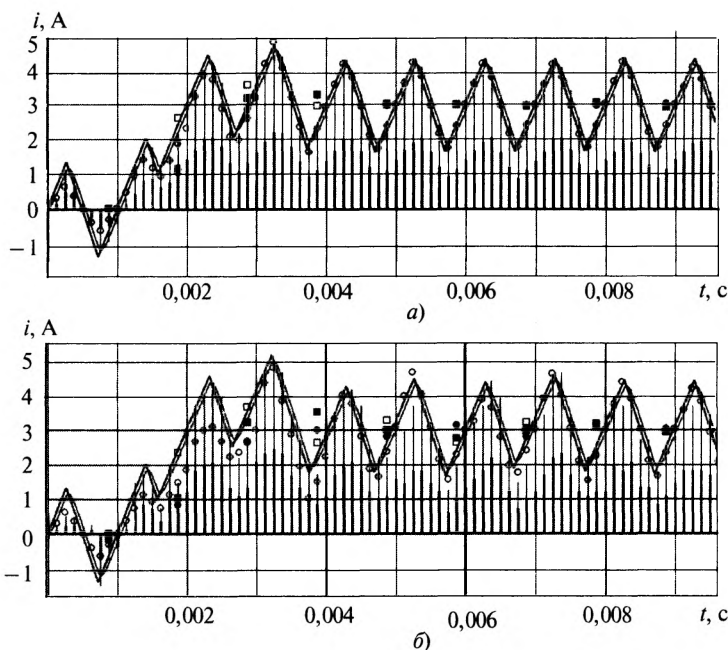


Рис. 3.59. Графики работы системы прогнозирования и регулирования с дискретностью датчиков по уровню:

а — полный диапазон датчика и АЦП ± 100 А; *б* — полный диапазон датчика и АЦП ± 500 А

примере регулирование тока осуществляется на уровне 1,5 % полного диапазона, а переменная составляющая не превышает 0,6 %. Для проверки запаса устойчивости выполнен моделирование при диапазоне датчика тока от -500 до $+500$ А. Осциллограммы работы системы в этих двух случаях представлены на рис. 3.59. Импульсами, следующими через $1/8$ периода ШИМ, показаны значения измеренного тока с учетом дискретности АЦП по уровню и белого шума.

В обоих случаях пуск проводился с погрешностью в индуктивности в два раза. В случае с большим диапазоном датчика тока дискретность по уровню сказывается сильнее, однако в среднем все равно оказалось возможным вычислить индуктивность цепи и предсказать поведение тока по прогнозирующей модели.

3.10. Структуры ПИ-регулятора в цифровой системе и ограничение его выхода

Все предыдущие примеры касались линейной системы, когда выход регулятора всегда оставался в пределах значений, реализуемых инвертором. В реальных условиях регуляторам часто прихо-

дится работать в режиме насыщения. Например, в процессе пуска в системе подчиненного регулирования (подробнее в 4-й гл.) регулятор скорости большую часть времени находится в насыщении и только при приближении к заданной скорости выходит из насыщения. Аналогичная ситуация наблюдается с регулятором тока. Получив максимальное задание тока от регулятора скорости, регулятор старается получить этот ток, прикладывая к обмоткам двигателя максимальное напряжение, и тоже находится в насыщении, пока ток не нарастет до заданного значения, и не появятся условия для линейного регулирования тока.

Рассмотрим вариант, когда регулятор выполнен без ограничения в соответствии с дискретной передаточной функцией (3.110). Пусть имеется структура с ПИ-регулятором скорости, задатчиком интенсивности, широтно-импульсным транзисторным преобразователем и двигателем постоянного тока, а напряжения питания преобразователя достаточно, чтобы двигатель достигал на холостом ходу частоты вращения 1000 об/мин. Предположим, что оператор задал скорость 1000 об/мин, а электропривод работает при номинальной нагрузке и смог разогнаться только до скорости 950 об/мин. Между тем ПИ-регулятор уже выдал задание большее, чем может выдать широтно-импульсный преобразователь, однако скорость все равно не равна заданной. Выходной сигнал ПИ-регулятора, описываемый разностной формулой (3.112), продолжает расти, однако скорость и дальше остается меньше заданной.

Есть два потенциально возможных варианта развития событий. Может случиться, что оператор через некоторое время захотел уменьшить задание частоты вращения, например в два раза до 500 об/мин, но выходной сигнал регулятора уже вырос так сильно, что он еще не скоро (минуты или часы) вернется в рабочий диапазон. Если же оператор долго не вмешивается в работу системы, то возможна ситуация, когда расчетные значения в выражении (3.112) превысят разрядность микроконтроллера, на котором реализован регулятор, и значение на его выходе будет трудно предсказать — в зависимости от программной реализации выходной сигнал может стать, например, отрицательным.

Данная ситуация никогда бы не произошла с аналоговыми регуляторами, имеющими естественное ограничение в виде напряжения питания, однако в цифровых системах регулирования это возможно, и в 90-х годах XX века выпускались преобразователи частоты, содержащие подобную грубую ошибку в своем программном обеспечении.

Регулятор с неявно выраженными составляющими

Дискретная передаточная функция ПИ-регулятора (3.12) дает регулятор со структурой, представленной на рис. 3.46. В данном регуляторе нет явно выраженной интегральной и пропорциональной части. Они вместе включены в разностное уравнение и передаточную функцию. Можно заметить, что при любых изменениях ошибки, пропорциональная составляющая высчитывается и «прячется» в выходном сигнале, содержащем еще и интегральную составляющую. В представленную структуру можно ввести ограничение выхода, которое не будет давать накапливаться и неявно выраженной интегральной составляющей (рис. 3.60).

Для представленного регулятора проведем тест при заданных условиях, которые немного изменены по сравнению с предыдущими экспериментами, чтобы рассмотреть именно работу в насыщении. Пусть в индуктивность якорной цепи 50 мГн, сопротивление 1 Ом, частота ШИМ 1 кГц, напряжение питания инвертора 110 В, задание тока 20 А. Результат отработки задания представлен на рис. 3.61.

Наиболее быстрый переходный процесс наблюдается для ПИ-регулятора, который не имеет ограничения (рис. 3.46). В начальный момент времени он выдал большое управляющее воздействие (более 100 % скважности по верхнему транзистору), которое было реализовано модулем ШИМ как полностью открытый верхний ключ на всем периоде. Регулятор работал так, как будто бы ограничения по выходу в виде широтно-импульсного преобразователя не было, поэтому за более длительное время переходного процесса относительно расчетного (настройка из расчета времени переходного процесса в один такт) он успел накопить интегральную составляющую больше, чем требуется для компенсации падения напряжения на активном сопротивлении, что привело к сильному перерегулированию.

Второй регулятор, содержащий ограничение сверху на уровне 100 %, как показано на рис. 3.60, хранит пропорциональную составляющую

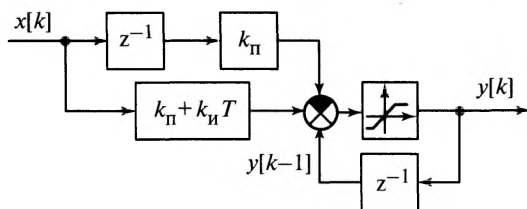


Рис. 3.60. Структура цифрового ПИ-регулятора с неявно выраженными составляющими и ограничением

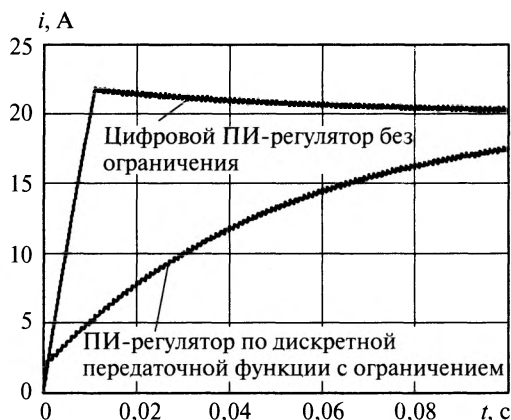


Рис. 3.61. Отработка задания с выходом в насыщение цифровыми ПИ-регуляторами

вместе с интегральной. И когда произошло насыщение регулятора, эта составляющая была обнулена. Следующий за этим переходный процесс полностью определяется быстродействием интегрального коэффициента регулятора. Ни одна из этих структур не может быть рекомендована в качестве подходящей структуры.

ПИ-регулятор с раздельными пропорциональным и интегральным каналами и коррекцией в интегральном канале

Наиболее часто используется ПИ-регулятор с раздельными каналами, где отдельно рассчитываются пропорциональная и интегральная составляющие с последующим их суммированием. Последовательное преобразование структуры ПИ-регулятора от непрерывной формы записи с раздельными составляющими представлена на рис. 3.62.

Для предотвращения накопления интегральной составляющей применяют различные модификации структур регулятора. Так, в [26] и [27] предлагается блокировать работу интегрального канала (подавать на интегратор ноль), если регулятор попадает в насыщение. Считая, что насыщение регулятора происходит в основном из-за доминирующей пропорциональной составляющей, можно анализировать не выход регулятора, а ошибку на его входе, и при большом значении ошибки блокировать работу интегральной части [27].

Полную блокировку интегральной составляющей можно назвать «крайней мерой» для предотвращения излишнего накопления интегральной составляющей, поэтому чаще применяют регулятор с коррекцией интегрального канала. Структура такого регулятора пред-

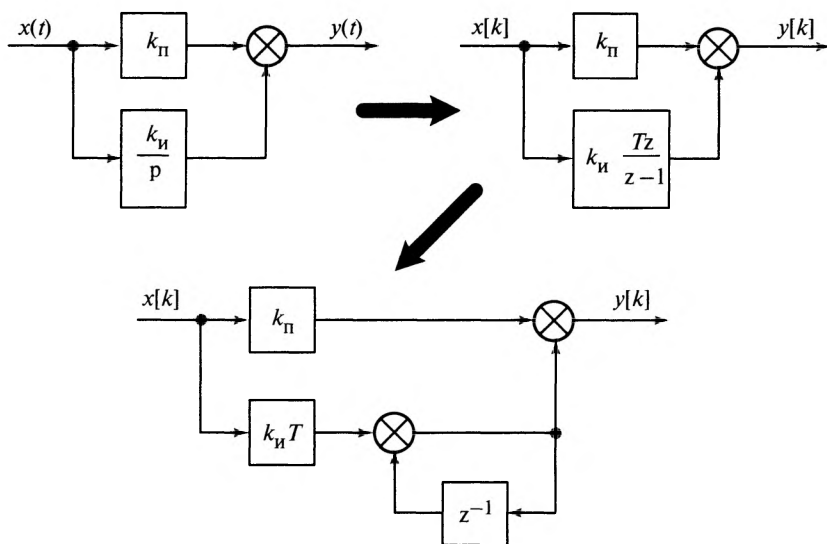


Рис. 3.62. Структуры ПИ-регулятора с отдельными пропорциональной и интегральной частями

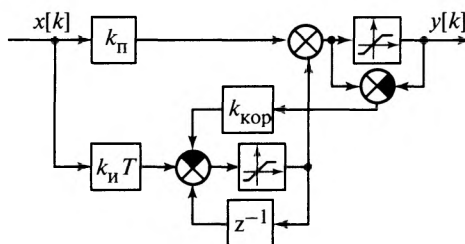


Рис. 3.63. ПИ-регулятор с отдельными каналами и коррекцией интегральной составляющей

ставлена на рис. 3.63. Для качественной работы регулятора в зоне насыщения введен контур коррекции интегральной составляющей по разнице между неограниченным и ограниченным значениями. Такая схема является базовой для ПИ-регулятора в пакете MATLAB и описана в огромном количестве статей и учебников [28—31].

В [30] предлагается рассчитать коэффициент коррекции с помощью выражения

$$k_{\text{кор}} = \frac{k_{\text{и}} T}{k_{\text{п}}} . \quad (3.141)$$

Этот коэффициент фигурирует и в [31], однако из-за другой формы представления структуры ПИ-регулятора он выглядит иначе. Такое значение коэффициента определяется следующими простыми соображениями. Регулятор, попадая в насыщение, не обеспечивает требуемого управляющего воздействия на объект регулирования, в то время как интегральная составляющая увеличивается так, как будто насыщения не было. Основная причина выхода регулятора в насыщение — это пропорциональная составляющая. Если считать, что интегральная составляющая мала, то сигнал на выходе определяется как

$$y[k] = k_{\Pi} x[k]. \quad (3.142)$$

Если произошло насыщение, то необходимо изменить сигнал на входе интегратора таким образом, чтобы он работал, как если бы ошибка на входе была:

$$x'[k] = \frac{y_{\max}}{k_{\Pi}}, \quad (3.143)$$

где $y_{\max}$ — ограничение выходного сигнала регулятора. За все время переходного процесса выходной сигнал интегратора увеличится до значения iR/U_{DC} — теоретического установившегося значения

для интегратора. Добавим к выражению (3.143) $x[k] - \frac{k_{\Pi}}{k_{\Pi}} x[k]$, тогда

$$x'[k] = x[k] - \frac{k_{\Pi}}{k_{\Pi}} x[k] + \frac{y_{\max}}{k_{\Pi}} = x[k] - \frac{1}{k_{\Pi}} (y[k] - y_{\max}). \quad (3.144)$$

Данная формула приведена в [31] и справедлива, если сигнал коррекции изменяет непосредственно сигнал на входе интегрального канала. Если же коррекция заведена на сумматор после коэффициента интегратора, то выражение (3.144) следует помножить на $k_{\Pi}T$ и коэффициент будет соответствовать выражению (3.141).

Схема рис. 3.63 содержит алгебраический цикл — значение интегральной составляющей нельзя рассчитать, пока не рассчитано выходное значение сигнала регулятора, который, в свою очередь, не может быть рассчитан без расчета значения интегральной составляющей. В большинстве случаев [12, 32] предлагается сначала рассчитывать регулятор с предыдущим значением интегральной составляющей и выполнять ограничение, исходя из которого потом рассчитать новое значение интегральной составляющей.

Алгебраический цикл можно разрешить, решив систему уравнений

$$\left. \begin{aligned} y_{\Pi}[k] &= y_{\Pi}[k-1] + k_{\Pi}Tx[k] - k_{\text{кор}}(y[k] - y_{\max}); \\ y[k] &= k_{\Pi}x[k] + y_{\Pi}[k]. \end{aligned} \right\}. \quad (3.145)$$

Подставим в выражение для интегральной составляющей выражение расчета выходного сигнала регулятора и упростим:

$$\left. \begin{aligned} y_{\text{и}}[k] &= y_{\text{и}}[k-1] + k_{\text{и}} T x[k] - k_{\text{кор}} k_{\text{п}} x[k] - k_{\text{кор}} y_{\text{и}}[k] + k_{\text{кор}} y_{\text{max}}; \\ y_{\text{и}}[k](1 + k_{\text{кор}}) &= y_{\text{и}}[k-1] + k_{\text{и}} T x[k] - k_{\text{кор}} k_{\text{п}} x[k] + k_{\text{кор}} y_{\text{max}}; \\ y_{\text{и}}[k] &= \frac{1}{1 + k_{\text{кор}}} y_{\text{и}}[k-1] + \frac{k_{\text{и}} T - k_{\text{кор}} k_{\text{п}}}{1 + k_{\text{кор}}} x[k] - \frac{k_{\text{кор}} y_{\text{max}}}{1 + k_{\text{кор}}}. \end{aligned} \right\} (3.146)$$

Данное выражение действительно только для случая $y[k] > y_{\text{max}}$, иначе расчет следует проводить по выражениям:

$$\left. \begin{aligned} y_{\text{и}}[k] &= y_{\text{и}}[k-1] + k_{\text{и}} T x[k]; \\ y[k] &= k_{\text{п}} x[k] + y_{\text{и}}[k]. \end{aligned} \right\} (3.147)$$

ПИ-регулятор с коррекцией ошибки на входе

Другой способ поддержания регулятора на границе насыщенного состояния представлен на рис. 3.64. Первым делом дается оценка, каким был бы его выходной сигнал, если бы не было ограничения. После этого рассчитывается, во сколько раз сигнал получился больше ограничения. Обратная величина этого отношения используется для масштабирования входного сигнала. Скорректированный сигнал поступает на линейный ПИ-регулятор, выполненный по уравнениям (3.147). К достоинству такого решения можно отнести про-

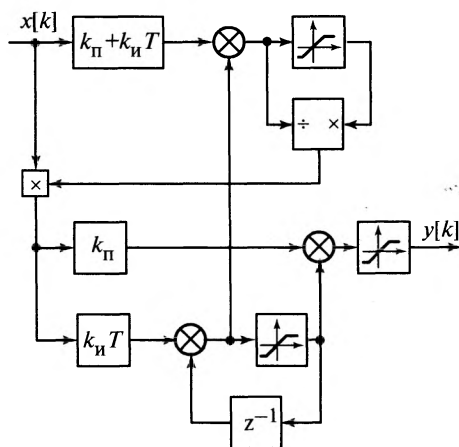


Рис. 3.64. ПИ-регулятор с коррекцией ошибки на входе



Рис. 3.65. Результаты моделирования регуляторов с разными структурами

стоту коэффициентов в уравнениях (по сравнению с алгебраически разрешенным регулятором) и отсутствие алгебраического цикла (по сравнению с классической системой с коррекцией). Недостатком решения является наличие операции деления.

Результаты моделирования

Моделирование проводилось для ПИ-регулятора без ограничения (шиотно-импульсный генератор естественным образом ограничивает выходной сигнал регулятора) и всех, разобранных выше типов регуляторов. Коэффициент коррекции (там, где это требуется) был настроен по выражению (3.141). Результаты показаны на рис. 3.65, откуда следует, что все типы регуляторов с коррекциями хорошо справились с регулированием тока.

3.11. Пример построения цифровой системы стабилизации тока якоря

Теперь рассмотрим пример организации цифровой системы управления на цифровом сигнальном микроконтроллере. Это будет простая система управления, стабилизирующая ток якоря двигателя постоянного тока. Реализовываться система будет на двух типах микроконтроллеров фирмы Texas Instruments: TMS320LF240x — 16-разрядный микроконтроллер и TMS320F281x — 32-разрядный микроконтроллер. Оба микроконтроллера работают с целыми числами или

с числами с фиксированной точкой, но для одного мы напишем программу на языке Ассемблер, а для другого на языке Си. Сразу следует отметить, что данная книга не является учебником по программированию. Приведенные примеры лишь позволяют понять, как строятся реальные системы управления, а детальное изучение микропроцессорных систем управления электроприводов должно проводиться в рамках курса «Микропроцессорные средства в электроприводе» [33].

Исходные данные

Пусть двигатель постоянного тока подключен к мостовому инвертору напряжения, как показано на рис. 3.66. Номинальное напряжение якоря двигателя 440 В, номинальное значение тока якоря 10 А, сопротивление якорной цепи 1 Ом и индуктивность 10 мГн, преобразователь питается от сети 380 В, 50 Гц.

Имеется датчик напряжения звена постоянного тока (ЗПТ) с коэффициентом $k_{\text{ДН}} = 1/100$. Коэффициент схемы преобразования сигнала микроконтроллера $k_{\text{МК}} = 1/2$ (на входе 2 В — на АЦП 1 В). Сигнал с датчика напряжения поступает на нулевой вход АЦП.

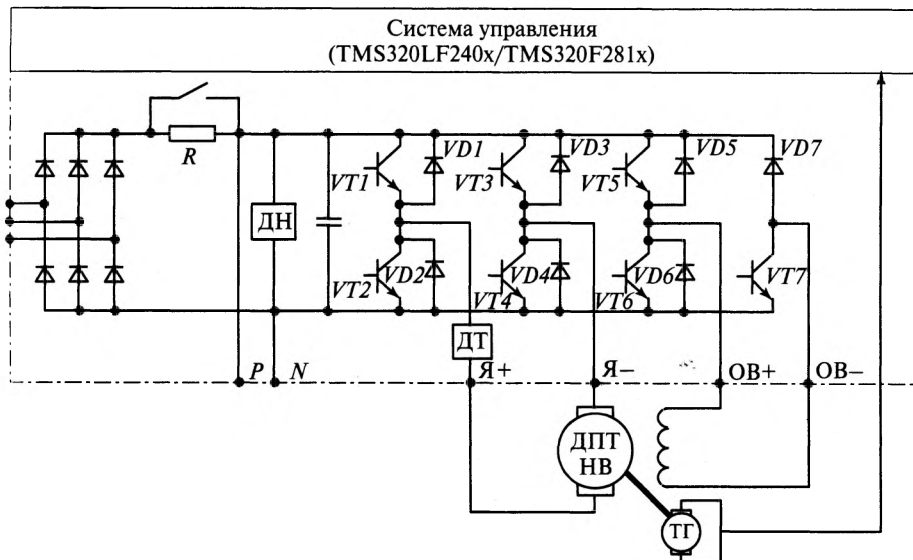


Рис. 3.66. Функциональная схема электропривода с двигателем постоянного тока:
ДН — датчик напряжения; ДТ — датчик тока; ОВ — обмотка возбуждения; ДПТНВ — двигатель постоянного тока независимого возбуждения; ТГ — тахогенератор

Датчик тока имеет коэффициент 1000:1 и два первичных витка. Нагрузочное сопротивление 75 Ом. Коэффициент схемы преобразования сигнала микроконтроллера $k_{\text{мк}} = 1/2$ (на входе 2 В — на АЦП 1 В) со смещением в половину диапазона АЦП, чтобы принимать разнополярный сигнал. Сигнал с датчика тока поступает на первый вход АЦП.

Задание тока подается на второй вход АЦП. Потенциометр подключен к источнику напряжения 5 В, и его средняя точка меняет свой потенциал в диапазоне от 0 до 5 В; 2,5 В должно соответствовать заданию тока, равного нулю, при этом инвертор должен выключаться; 5 В соответствует +15 А, а ноль — -15 А.

Управление первой стойкой инвертора осуществляется от широтно-импульсных выходов микроконтроллера PWM1 (верхний ключ) и PWM2 (нижний ключ), второй стойкой — выходы микроконтроллера PWM3 и PWM4. Положительное направление протекания тока от первой стойки через двигатель ко второй. Управление контактором зарядного резистора осуществляется от сигнала T2PWM. Частота ШИМ 10 кГц.

Сигнал аппаратной неисправности с драйверов транзисторов объединяется в один и заводится на вход `PDPINTA` микроконтроллера, обеспечивающего аппаратную блокировку работы широтно-импульсного генератора. Максимальная токовая защита должна срабатывать при токе 17,5 А. Защита по минимальному напряжению — при 450 В ЗПТ, а защита по максимальному напряжению (при повышенном питании или при работе в режиме рекуперации двигателя) — при напряжении 650 В.

Перезапуск электропривода при возникновении аварийных ситуаций осуществляется выводением потенциометра в среднее положение. Аналогично в целях безопасности электропривод не должен включаться, если при подаче питания потенциометр не был в положении нулевого задания тока.

О дискретных управляющих автоматах

Читатель, наверное, уже заметил, что систему управления не удастся сделать, используя лишь строчку программы, вычисляющей выражение ПИ-регулятора тока и отправляющей задание на модуль ШИМ. Кроме самого регулятора в системе должен быть предусмотрен некий механизм отслеживания аварийных ситуаций, режима выключенного электропривода при нулевом задании и т.д. Программирование и отладка логики работы программы иногда оказываются сложнее и дольше, чем реализация самого ядра системы управления.

Наиболее рациональный способ решения данной задачи — это применение дискретного управляющего автомата (ДА) с конечным числом состояний. Дискретный автомат может располагаться в фоновой программе, низкоприоритетном прерывании низкой частоты или в прерывании таймера ШИМ — все зависит от личных предпочтений программиста и от требования к быстродействию ДА. В данном случае, чтобы не плодить лишние процедуры обработки прерываний и не запутывать пример, ДА будет располагаться в том же прерывании таймера ШИМ, что и остальная система управления. Опишем состояния ДА.

Все начинается с состояния № 0, в котором программа занимается инициализацией периферийных устройств, и какая-либо деятельность алгоритма управления остановлена. Переход в состояние № 1 осуществляется из фоновой программы, когда она произвела инициализацию и начала выполнять циклическую часть фоновой программы.

Находясь в состоянии № 1, система управления ожидает заряда звена постоянного тока до уровня 400 В, после чего замыкает контактор, шунтирующий зарядный резистор, и попадает в состояние № 2.

В состоянии № 2 произойдет замыкание контактора зарядного резистора, и напряжение ЗПТ будет продолжать расти. Переход в состояние № 3 — «Выключено» проводится только по одновременному выполнению трех условий: напряжение должно вырасти выше минимального напряжения ЗПТ, с момента замыкания контактора прошло не менее 200 мс (так как мы не имеем достоверной информации о том, замкнулся ли контактор, ждем 200 мс), и задание тока равно нулю (потенциометр выведен в среднее положение).

Если все готово к работе, система управления попадает в состояние № 3, где происходит ожидание появления ненулевого задания от потенциометра. При появлении сигнала происходит обнуление состояния регуляторов и переход в состояние № 4 — «Работа». Обнуление состояния регуляторов необходимо проводить в обязательном порядке, так как интегральной составляющей может быть накоплено некоторое управляющее воздействие от предыдущего включения, выдача которого в канал управления приведет к аварийной ситуации. Часто регулятор требуется не просто обнулять, а инициализировать некоторым начальным значением. Например, если двигатель вращается с какой-либо отличной от нуля скоростью, выход регулятора тока следует проинициализировать таким образом, чтобы в первый момент времени выходное напряжение преобразователя и ЭДС двигателя совпали, что позволит избежать бросков тока.

И в состоянии № 3 и состоянии № 4 система управления должна следить за показаниями датчика напряжения ЗПТ и в случае выхода

напряжения из допустимого диапазона переводить электропривод в аварийное состояние. Все аварийные состояния можно пронумеровать. Удобно, если номера аварий будут отрицательными, тогда №–1 — «Пониженное напряжение ЗПТ», №–2 — «Повышенное напряжение ЗПТ», №–3 — «Максимальный ток якоря» и №–4 — «Аппаратная авария IGBT». Выход из аварийных состояний осуществляется выведением потенциометра задания в среднее положение.

Дискретный автомат, составленный по вышеприведенному описанию, представлен на рис. 3.67. Подробнее об организации ДА можно прочитать в [34].

Программная реализация

Вся программа для микроконтроллера TMS320LF24xx будет написана в файле main.asm, а для TMS320F281x — в main.c. Программа начинается с фрагмента инициализации, представленного в листинге 3.6. Все листинги, приведенные далее, могут быть соединены последовательно в один файл. Программы не являются рабочими, так как в них выполнены не все действия по инициализации периферийных устройств, системы прерываний, стека и т.д., однако они показывают общий подход к организации программы и разделению обязанностей между программными модулями.

Листинг 3.6. Инициализация номера состояния ДА

begin:	; точка входа в	void main()
	; программу	{
ldp	#main_vars	m.State=0;
splk	#0, main_state	// Обнуляем управляющую
; Обнуляем управляющую		// скважность
; скважность		m.gamma=0;
splk	#0, main_gamma	

В представленном фрагменте проводится инициализация переменной mainState или m.State, являющейся номером состояния ДА. Далее следует инициализация дискретных выводов микроконтроллера. В процессе инициализации необходимо выбрать, какую функцию будет выполнять вывод: дискретный ввод/вывод или спец-функция (вывод подключается к соответствующему периферийному устройству), а для сигналов дискретного ввода/вывода сконфигурировать направление: ввод или вывод. Для дискретных выводов надо проинициализировать их начальное состояние: ноль или единица. Фрагмент инициализации приведен в листинге 3.7.

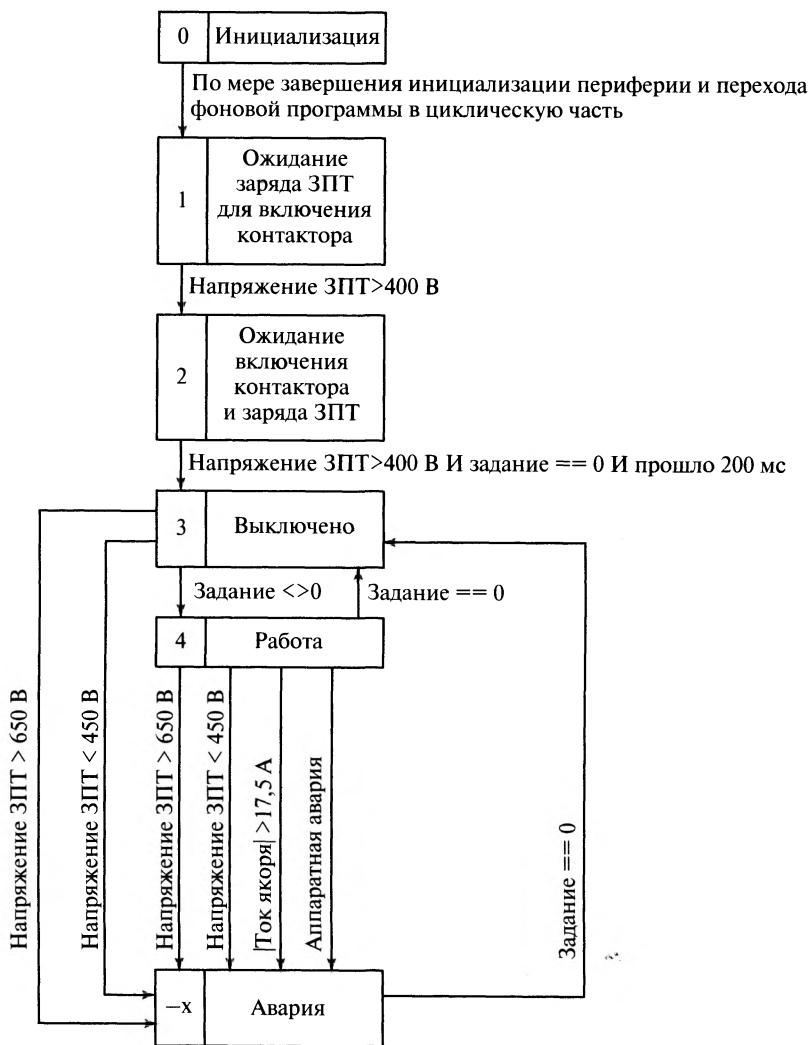


Рис. 3.67. Дискретный автомат системы управления

Листинг 3.7. Инициализация выводов микроконтроллера

<pre> ; Инициализация выводов ; микроконтроллера ; Выводы PWM1, PWM2, PWM3 ; и PWM4 ; переключаются на спец-функцию, ; а T2PWM на дискретный ввод/вывод ldp #dio_page lACL mcra or #0000001111000000b ;fedcba9876543210 and #110111111111111b sACL mcra ; конфигурируем T2PWM/IOPB5 на ; вывод и записываем в порт «0» lACL pbdATdir or #0010000000000000b ;fedcba9876543210 and #111111111101111b sACL pbdATdir </pre>	<pre> ; Разрешить изменение функций ; выводов EALLOW; // Перевести выводы ШИМ в режим // спец-функции GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0=1; GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO1=1; GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2=1; GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO3=1; // T2PWM в режим ввода/вывода GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO7=0; // Конфигурируем T2PWM на вывод GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO7=1; // Восстанавливаем защиту от // модификации EDIS; // Записываем в порт 0 GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO7=0; </pre>
--	--

Далее инициализируем опорный таймер ШИМ. Он должен быть настроен на 10 кГц в режиме счета вверх/вниз, работать непрерывно и генерировать прерывания по заему и периоду (листинг 3.8).

Листинг 3.8. Инициализация опорного таймера ШИМ и прерываний

<pre> ; Инициализация таймера 1 ; (опорного таймера ШИМ) ldp #eva_page ; Определяем период в 2000 тиков ; таймера, что соответствует ; частоте ; 10 кГц при счете вверх/вниз. splk #2000, t1pr ; Обнуляем счетчик splk #0, t1cnt ; Запускаем таймер 1 splk #0840h, t1con ; Сбрасываем флаги прерываний splk #0FFFFh, evaifra ; Разрешаем прерывания по периоду, ; заему и аппаратной защиты IGBT splk #0281h, evaimra setc INTM </pre>	<pre> // Инициализация таймера 1 // Определяем период в 7500 тиков // таймера, что соответствует // частоте // 10 кГц при счете вверх/вниз. EvaRegs.T1PR=7500; // Обнуляем счетчик EvaRegs.T1CNT=0; // Запускаем таймер 1 EvaRegs.T1CON.all=0x0840; // Сбрасываем флаги прерываний EvaRegs.EVAIFRA.all=0xFFFF; // Разрешаем прерывания по периоду, // заему и аппаратной защиты IGBT EvaRegs.EVAIMRA.bit.T1UFINT=1; EvaRegs.EVAIMRA.bit.T1PRINT=1; EvaRegs.EVAIMRA.bit.PDPINTA=1; EINT; </pre>
---	---

После инициализации таймера ШИМ и прерываний необходимо проинициализировать АЦП, которая настраивается на запуск от событий таймера. АЦП будет опрашивать три канала, имеющихся в системе. Кроме того, необходимо настроить таймер на выдачу сигнала запуска АЦП (листинг 3.9).

Листинг 3.9. Инициализация АЦП

<code>; Инициализация настроек АЦП</code>	<code>// Инициализация настроек АЦП</code>
<code>ldp #adc_page</code>	
<code>; Преобразовывать 3 канала</code>	<code>// Преобразовывать 3 канала</code>
<code>splk #2, max_conv</code>	<code>AdcRegs.ADCMAXCONV=2;</code>
<code>; Порядок преобразования каналов</code>	<code>// Порядок преобразования каналов</code>
<code>splk #0210h, chselseq1</code>	<code>AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.all=0x0210;</code>
<code>; Конфигурация АЦП</code>	<code>// Конфигурация АЦП</code>
<code>splk #3210h, adctrl1</code>	<code>AdcRegs.ADCTRL1.all=0x3210;</code>
<code>; Запуск от событий таймеров</code>	<code>// Запуск от событий таймеров</code>
<code>splk #0100h, adctrl2</code>	<code>AdcRegs.ADCTRL2.all=0x0100;</code>
<code>; Конфигурируем таймер, чтобы</code>	<code>// Конфигурируем таймер, чтобы</code>
<code>; он выдавал сигнал запуска АЦП</code>	<code>// он выдавал сигнал запуска АЦП</code>
<code>ldp #eva_page</code>	<code>EvaRegs.GPTCONA.all=0x0100h</code>
<code>splk #0100h, gptcona</code>	

Запуск АЦП проводится по периоду таймера, т.е. в самой верхней точке пилы счетчика. В прерывании периода эту настройку будет необходимо изменить на запуск по заему таймера, чтобы иметь два измерения АЦП на периоде с целью их усреднения.

После инициализации АЦП можно проинициализировать регистры, отвечающие за формирование ШИМ (листинг 3.10).

Листинг 3.10. Инициализация ШИМ

<code>ldp #eva_page</code>	
<code>; Разрешаем сравнения, но выходы</code>	<code>// Разрешаем сравнения, но выходы</code>
<code>; ШИМ пока выключены</code>	<code>// ШИМ пока выключены</code>
<code>splk #8000h, comcona</code>	<code>EvaRegs.COMCONA=0x8000;</code>
<code>; Загружаем скважности средним</code>	<code>// Загружаем скважности средним</code>
<code>; значением от периода ШИМ</code>	<code>// значением от периода ШИМ</code>
<code>splk #1000, cmp1</code>	<code>EvaRegs.CMPR1=3750;</code>
<code>splk #1000, cmp2</code>	<code>EvaRegs.CMPR2=3750;</code>
<code>; Загружаем регистр конфигурации</code>	<code>// Загружаем регистр конфигурации</code>
<code>; полного сравнения</code>	<code>// полного сравнения</code>
<code>splk #66h, actra</code>	<code>EvaRegs.ACTRA=0x66;</code>

<code>; Устанавливаем «мертвое» время</code>	<code>// Устанавливаем «мертвое» время</code>
<code>; равным 3,2 мкс</code>	<code>// равным 3,2 мкс</code>
<code> splk #04F8h, dbtcona</code>	<code>EvaRegs.DBTCONA=0xFF8;</code>

Далее следует циклический фрагмент фоновой программы. В данном случае он состоит из пустого бесконечного цикла. Этот цикл будет прерываться прерываниями по заему и по периоду первого таймера. Перед переходом в цикл необходимо установить состояние ДА равным единице (листинг 3.11).

Листинг 3.11. Бесконечный цикл фоновой программы

<code>; Смена номера состояния, так как</code>	<code>// Смена номера состояния, так как</code>
<code>; инициализация закончилась</code>	<code>// инициализация закончилась</code>
<code> ldp #main_vars</code>	<code>m.State=1;</code>
<code> splk #1, main_state</code>	
<code>; Фоновый цикл</code>	<code>// Фоновый цикл</code>
<code>loop:</code>	<code>for (;;)</code>
<code> nop</code>	<code>{</code>
<code> b loop</code>	<code>}</code>

Опишем процедуры обслуживания прерываний. Для микроконтроллеров серии TMS320F281x можно непосредственно задавать процедуру обслуживания для каждого прерывания в отдельности. Это выполняется фрагментом кода, представленным в листинге 3.12, который в реальной программе размещается перед кодом листинга 3.8. Приведенный код записывает адреса процедур обслуживания прерываний в таблицу векторов прерываний микроконтроллера.

Листинг 3.12. Инициализация векторов прерываний в микроконтроллерах TMS320F281x

```
EALLOW;
PieVectTable.T1UFINTE=&t1UfInterrupt;
PieVectTable.T1PRINT=&t1PrInterrupt;
EDIS;
```

Для микроконтроллеров серии TMS320LF24xx таблица векторов прерываний задана жестко во Flash-памяти. Таблица прерываний для данного проекта представлена в листинге 3.13. Прерывания таймера 1 генерируют одно глобальное прерывание INT2, т.е. независимо от источника прерываний (заем или период) микроконтроллер переходит на адрес 0004h, где находится метка int2, и по команде безусловного перехода перескакивает на адрес t1int, по которому расположена процедура обслуживания глобального прерывания, представленная в листинге 3.14.

Листинг 3.13. Таблица прерываний в микроконтроллерах TMS320LF24xx

```
*****
* Таблица векторов прерываний *
*****
      .      .sect      "Ints"
rs_vect      b      begin ; Reset Vector
int1         b      NMI_int ; Int level 1
int2         b      tlint ; Int level 2
int3         b      NMI_int ; Int level 3
int4         b      NMI_int ; Int level 4
int5         b      NMI_int ; Int level 5
int6         b      NMI_int ; Int level 6
```

Листинг 3.14. Процедура обслуживания прерываний таймера 1 в микроконтроллерах TMS320LF24xx

```
tlint:
; Макрос сохранения в стеке состояния микроконтроллера
    PUSHA
    ldp      #sys_page
; Если вектор прерывания равен 27h, то это прерывание
; по периоду таймера 1
    lacl     pivr
    sub      #27h
    bcnd     t1PRInt, EQ
; Иначе прерывание по заему, так как других прерываний нет
    t1UFInt:
```

Попадая в глобальную процедуру обработки прерываний, необходимо определить источник прерывания и перейти на соответствующую процедуру обработки. Если вектор прерывания равен 27h, то это прерывание по периоду таймера 1, иначе — это прерывание по заему, других прерываний в системе нет.

Внимательный читатель заметит, что в системе есть еще прерывание аппаратной защиты IGBT, которое срабатывает, если на вход PDPINT приходит сигнал низкого уровня. Однако это прерывание замаскировано и не вызывается. Обрабатывать же аварийные ситуации удобнее по флагу этого прерывания.

В процедурах обслуживания прерываний по заему (листинг 3.15) выполняется лишь операция считывания данных с АЦП. Запуск АЦП был проведен по заему таймера, поэтому, попав в прерывание по заему, следует ожидать, что АЦП еще не успел преобразовать все три канала. Чтобы убедиться в готовности данных, проверяем бит контроля занятости АЦП SEQ1_BSY, который равен единице, пока преобразование выполняется.

Листинг 3.15. Процедура обслуживания прерывания по заему таймера 1

<pre> t1UfInt: ; Проверяем признак готовности ; результатов АЦП ldp #adc_page adcUFWaitLoop: bit adctrl2, (15-12) bcnd adcUFWaitLoop, TC ; Чтение значений из регистров ; результатов АЦП ldp #main_vars bldd #result0, main_adcUdcU bldd #result1, main_adcIaU bldd #result2, main_adcUsU ; Конфигурирование таймера ; на запуск АЦП по периоду ldp #eva_page splk #0080h, gptcona ; Выход из прерывания EI ldp #eva_page splk #0200h, evaifra EXIT_ISR </pre>	<pre> interrupt void t1UfInterrupt(void) { // Проверяем признак готовности // результатов АЦП while (AdcRegs.ADCST.bit.SEQ1_BSY==1); // Чтение значений из регистров // результатов АЦП m.AdcUdcU=AdcRegs.ADCRESULT0; m.AdcIaU=AdcRegs.ADCRESULT1; m.AdcUsU=AdcRegs.ADCRESULT2; // Конфигурирование таймера на // запуск АЦП по периоду EvaRegs.GPTCONA.all=0x0080h; // Выход из прерывания EvaRegs.EVAIFRA.all=BIT9; PieCtrlRegs.PIEACK.all=PIEACK_GR_OUP2; } </pre>
---	--

По готовности результатов проводится считывание из регистров результатов в 16-разрядные беззнаковые переменные. Затем таймер перенастраивается на запуск АЦП по периоду, и проводятся действия, необходимые для завершения процедуры обслуживания прерывания.

Прерывание по периоду начинается аналогичным образом, проводится считывание данных с АЦП, а потом их усреднение с результатами, полученными в прерывании по заему (листинг 3.16).

Теперь можно провести преобразование аналоговых величин в систему относительных единиц. Для это зададимся базовыми величинами, которые будут равны номинальным значениям тока и напряжения якоря — 10 А и 440 В соответственно. АЦП микроконтроллеров TMS320LF240х имеет диапазон входного сигнала от 0 до 3,3 В, а АЦП TMS320F281х — от 0 до 3 В, поэтому коэффициенты преобразования для них будут различными. Результат преобразования АЦП хранится в 16-разрядном слове с выравниванием по левому разряду.

Найдем значение, которое будет выдавать АЦП микроконтроллеров, если на вход датчика напряжения будет подано номинальное

Листинг 3.16. Процедура обслуживания прерывания по периоду таймера 1 (обработка АЦП)

<pre> t1PrInt: ; Проверяем признак ; готовности ; результатов АЦП ldp #adc_page adcPRWaitLoop: bit adctrl2, (15-12) bcnd adcPRWaitLoop, TC ; Чтение значений из регистров ; результатов АЦП ldp #main_vars bldd #result0, main_adcUdcP bldd #result1, main_adcIaP bldd #result2, main_adcUsP ; Конфигурирование таймера ; на запуск АЦП по заему ldp #eva_page splk #0100h, gptcona ; Усреднение данных с АЦП ; от текущей и предыдущей ; выборки прерывания по заему ; Напряжение звена ; постоянного тока ldp #main_vars lacl main_adcUdcP add smain_adcUdcU sfr sac1 main_adcUdc ; Ток якоря lacl main_adcIaP adds main_adcIaU sfr sac1 main_adcIa ; Сигнал задания ; с потенциометра lacl main_adcUsP adds main_adcUsU sfr sac1 main_adcUs </pre>	<pre> interrupt void t1PrInterrupt(void) { // Проверяем признак готовности // результатов АЦП while (AdcRegs.ADCST.bit.SEQ1_BSY==1); // Чтение значений из регистров // результатов АЦП m.AdcUdcP=AdcRegs.ADCRESULT0; m.AdcIaP=AdcRegs.ADCRESULT1; m.AdcUsP=AdcRegs.ADCRESULT2; // Конфигурирование таймера на // запуск АЦП по заему EvaRegs.GPTCONA.all=0x0100h; // Усреднение данных с АЦП // от текущей и предыдущей // выборки прерывания по заему // Напряжение звена постоянного // тока m.AdcUdc=(m.AdcUdcP>>1)+(m.AdcUdcU>>1); // Ток якоря m.AdcIa=(m.AdcIaP>>1)+(m.AdcIaU>>1); // Сигнал задания с потенциометра m.AdcUs=(m.AdcUsP>>1)+(m.AdcUsU>>1); </pre>
--	--

напряжение двигателя 440 В. При коэффициенте датчика 100:1 на схему предварительной обработки приходит 4,4 В. Схема обработки ослабляет сигнал в 2 раза, после чего на вход АЦП подается 2,2 В. Значение в регистре результата для микроконтроллера TMS320LF240х рассчитывается по формуле

$$\begin{aligned} \text{result}_{U_{DC \text{ ном}}} &= \frac{u_{\text{АЦП}} U_{DC \text{ ном}}}{3,3} \cdot 1023 \cdot 64 = \\ &= \frac{2,2}{3,3} \cdot 1023 \cdot 64 = 43\,648, \end{aligned} \quad (3.148)$$

а для TMS320F281х следующим образом:

$$\begin{aligned} \text{result}_{U_{DC \text{ ном}}} &= \frac{u_{\text{АЦП}} U_{DC \text{ ном}}}{3,0} \cdot 4095 \cdot 16 = \\ &= \frac{2,2}{3,0} \cdot 4095 \cdot 16 = 48\,048. \end{aligned} \quad (3.149)$$

Теперь, чтобы найти коэффициент для перевода результата АЦП в относительные единицы, надо решить следующие уравнения: для TMS320LF240х

$$4096 \cdot 65\,536 = k_{\text{АЦП}} U_{DC} \text{result}_{U_{DC \text{ ном}}}, \quad (3.150)$$

а для TMS320F281х

$$2^{24} = 16\,777\,216 = k_{\text{АЦП}} U_{DC} \text{result}_{U_{DC \text{ ном}}}. \quad (3.151)$$

Сначала подробно рассмотрим выражение (3.150). Микроконтроллер TMS320LF240х оптимизирован для работы с числами с фиксированной точкой формата 4.12. Это значит, что числа имеют четыре старших бита, которые представляют собой целую часть, а 12 младших бит — дробную часть. Тогда единице в формате 4.12 соответствует число 4096 (2^{12}). Произведение двух 16-разрядных слов дает 32-разрядный результат, и коэффициент преобразования должен быть таким, чтобы при номинальном напряжении на входе датчика в старшем слове произведения получалась единица в формате 4.12:

$$k_{\text{АЦП}} U_{DC} = \frac{4096 \cdot 65\,536}{\text{result}_{U_{DC \text{ ном}}}} = \frac{4096 \cdot 65\,536}{43\,648} = 6150. \quad (3.152)$$

Выполним проверку. Пусть на входе датчика напряжения будет 540 В. Тогда на АЦП приходит сигнал

$$u_{\text{АЦП}} U_{DC} = u_{DC} \frac{k_{\text{дн}}}{100} \frac{k_{\text{мк}}}{2} = 540 \cdot \frac{1}{100} \cdot \frac{1}{2} = 2,7 \text{ В}. \quad (3.153)$$

С помощью уравнения (3.148) находим численный результат:

$$\text{result}_{U_{DC}} = \frac{2,7}{3,3} \cdot 64 \cdot 1023 = 53\,568. \quad (3.154)$$

Если теперь результат помножить на коэффициент $k_{\text{АЦП}U_{DC}}$, а затем выделить старшее слово делением на $65\,536 (2^{16})$, то в целой части останется:

$$(\text{int})u_{DC}^* = \text{int} \left(\frac{k_{\text{АЦП}U_{DC}} \cdot \text{result}_{U_{DC}}}{65\,536} \right) = 5026, \quad (3.155)$$

что в относительных единицах означает

$$u_{DC}^* = \frac{5026}{4096} = 1,227. \quad (3.156)$$

Если теперь полученное напряжение в относительных единицах умножить на базовое напряжение, то в абсолютных единицах получим:

$$u_{DC} = u_{DC}^* U_6 = 1,227 \cdot 440 = 539,9 \text{ В}, \quad (3.157)$$

что с учетом погрешностей АЦП, округления коэффициента и точности формата соответствует напряжению, приложенному к датчику. Графически процесс преобразования представлен на рис. 3.68.

Для микроконтроллеров серии TMS320F281x алгоритм расчетов будет немного отличаться. Микроконтроллер работает преимущественно с 32-разрядными числами и форматом 8.24 — 8 целых и 24 дробных разрядов. Единице в таком формате соответствует



Рис. 3.68. Диаграмма с преобразованием сигнала датчика напряжения ЗПТ в TMS320LF240x



Рис. 3.69. Преобразование сигнала в TMS320F281x

число $2^{24} = 16\,777\,216$. Коэффициент, рассчитанный по формуле (3.151), будет равен:

$$k_{АЦП U_{DC}} = \frac{16\,777\,216}{\text{result}_{U_{DC \text{ ном}}}} = \frac{16\,777\,216}{48\,048} = 349,18. \quad (3.158)$$

Коэффициент не может быть дробным, но при округлении малого числа неизбежно возникает погрешность. В данном случае она составляет 0,15 %, и, если такая погрешность недопустима, необходимо изменить алгоритм преобразования.

Для бóльшей точности представим коэффициент в формате 12.4, что в целочисленном представлении даст 5587 [в 16 раз больше коэффициента (3.158)]. Тогда результат умножения коэффициента на результат АЦП даст представление напряжения в формате ЗПТ 4.28. Для получения результата в стандартном формате 8.24 результат произведения сдвигается вправо на 4 разряда. Иллюстрация преобразования показана на рис. 3.69, а программа в листинге 3.17. В листинге 3.17 имеется строка, которая выполняет инициализацию коэффициента преобразования. На самом деле эта строка должна располагаться в фоновой программе в начальной инициализации, чтобы не загружать лишними операциями прерывание.

Для тока якоря преобразование в относительные единицы будет немного сложнее. Прежде всего, следует отметить, что этот сигнал датчика разнополярный, а приходит он на АЦП микроконтроллера в смещенном виде на половину диапазона АЦП.

Найдем значение, которое будет выдавать АЦП микроконтроллера, если в первичной цепи датчика тока будет протекать номинальный ток двигателя 10 А. При коэффициенте датчика 1000:1, двух витках первичной стороны и измерительном сопротивлении 75 Ом на схему предварительной обработки приходит 1,5 В. Схема обра-

Листинг 3.17. Преобразование сигнала напряжения ЗПТ

; Преобразование Udc	// Преобразование Udc
; Устанавливаем режим без сдвига	
; результата умножения	
spm 0	
; Инициализируем коэффициент	// Инициализируем коэффициент
splk #1806h, main_adcUdcK	m.AdcUdcK=0x15D7;
; Производим беззнаковое	// Производим беззнаковое
; умножение	// умножение
lt main_adcUdc	m.Udc=(unsigned long) m.AdcUdcK*
mpyu main_adcUdcK	(unsigned long) m.AdcUdc;
sph main_Udc	m.Udc=m.Udc>>4;

ботки ослабляет сигнал в 2 раза, после чего на вход АЦП подается 0,75 В. Значение результата в регистре для TMS320LF240х рассчитывается по формуле

$$\text{result}_{i_{\text{я.НОМ}}} = \frac{u_{\text{АЦП } i_{\text{я.НОМ}}}}{3,3} \cdot 1023 \cdot 64 + 2^{15} = \frac{0,75}{3,3} \cdot 1023 \cdot 64 + 32\,768 = 14\,880 + 32\,768, \quad (3.159)$$

а для TMS320F281х следующим образом:

$$\text{result}_{i_{\text{я.НОМ}}} = \frac{i_{\text{АЦП } i_{\text{я.НОМ}}}}{3,0} \cdot 4095 \cdot 16 + 2^{15} = \frac{0,75}{3,0} \cdot 4095 \cdot 16 + 32\,768 = 16\,380 + 32\,768. \quad (3.160)$$

Добавка $2^{15} = 32\,768$ является серединой диапазона АЦП. Именно на эту величину смещен сигнал в схеме предварительной обработки, но добавлять ее к результату при расчете коэффициента преобразования не следует. Теперь, как и в случае с каналом датчика напряжения, надо решить следующие уравнения:

для TMS320LF240х

$$4096 \cdot 65\,536 = k_{\text{АЦП } i_{\text{я}}} \text{result}_{i_{\text{я.НОМ}}}, \quad (3.161)$$

а для TMS320F281х

$$16\,777\,216 = k_{\text{АЦП } i_{\text{я}}} \text{result}_{i_{\text{я.НОМ}}}. \quad (3.162)$$

Сначала подробно рассмотрим выражение (3.61), в которое подставим результат без прибавления половины диапазона:

$$k_{\text{АЦП } i_{\text{я}}} = \frac{4096 \cdot 65\,536}{\text{result}_{i_{\text{я.НОМ}}}} = \frac{4096 \cdot 65\,536}{14\,880} = 18\,040. \quad (3.163)$$

Выполним проверку. Пусть через датчик тока протекает 15 А. Тогда на АЦП приходит сигнал

$$u_{\text{АЦП } i_{\text{я}}} = i_{\text{я}} \frac{w_1}{k_{\text{ДТ}}} R_{\text{изм}} k_{\text{МК}} = 15 \cdot \frac{2}{1000} \cdot 75 \frac{1}{2} = 1,125 \text{ В.} \quad (3.164)$$

На самом деле на АЦП приходит 2,775 В, так как еще существует смещение в половину диапазона АЦП, но его учет выполним сразу после считывания данных с АЦП. С помощью уравнения (3.159), подставляя в него текущее напряжение АЦП, находим численный результат:

$$\text{result}_{i_{\text{я}}} = \frac{1,125}{3,3} \cdot 64 \cdot 1023 + 2^{15} = 22\,320 + 2^{15}. \quad (3.165)$$

Если теперь результат (без добавки 2^{15}) помножить на коэффициент $k_{\text{АЦП } i_{\text{я}}}$, а затем выделить старшее слово делением на $65\,536$ (2^{16}), то в целой части останется

$$(\text{int})i_{\text{я}}^* = \text{int} \left(\frac{k_{\text{АЦП } i_{\text{я}}} \cdot \text{result}_{i_{\text{я}}}}{65\,536} \right) = 6144, \quad (3.166)$$

что в относительных единицах означает

$$i_{\text{я}}^* = \frac{6144}{4096} = 1,5. \quad (3.167)$$

Если теперь полученный в относительных единицах ток умножить на базовый ток, то в абсолютных единицах получим:

$$i_{\text{я}} = i_{\text{я}}^* I_{\text{б}} = 1,5 \cdot 10 = 15 \text{ А,} \quad (3.168)$$

что соответствует току, протекающему через датчик. Графически процесс преобразования представлен на рис. 3.70. Можно заметить, что в действительности из-за того, что у АЦП нет точного кода для напряжения 1,65 В, используемого в качестве смещения, рассчитанный нами результат несколько отличается от представленного на рис. 3.70 и в листинге 3.18.

Для микроконтроллеров серии TMS320F281x коэффициент, рассчитанный по формуле (3.62) и умноженный на 16, будет равен

$$k_{\text{АЦП } i_{\text{я}}} = \frac{16\,777\,216}{\text{result}_{i_{\text{я.ном}}}} \cdot 16 = \frac{16\,777\,216}{16\,380} = 1024,25 \cdot 16 = 16\,388. \quad (3.169)$$

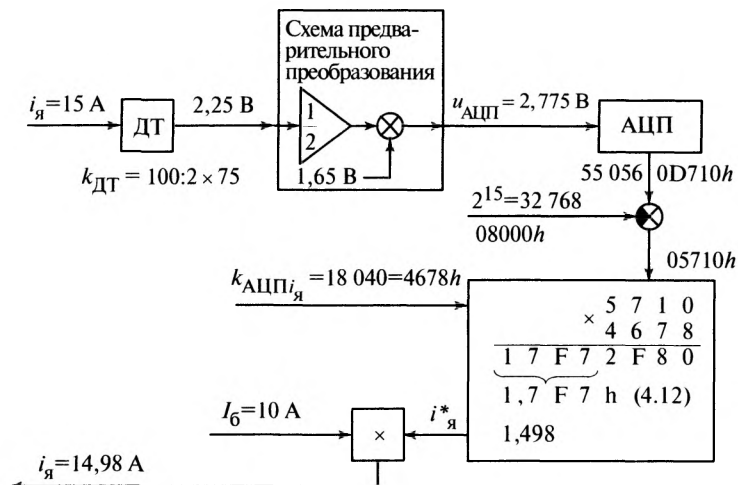


Рис. 3.70. Диаграмма преобразования сигнала датчика тока

Листинг 3.18. Преобразование сигнала датчика тока якоря

<pre> ; Преобразование Iя ; Инициализация коэффициента ; преобразования splk #4678h, main_adcIaK ; Вычитание смещения из сигнала ; АЦП lacl main_adcIa sub #8000h sacl main_temp ; Знаковое умножение ; и сохранение ; результата lt main_adcIaK mpy main_temp sph main_Ia </pre>	<pre> // Преобразование Iя // Инициализация коэффициента // преобразования 4004h = 16388 m.AdcIaK=0x4004; // Вычитание смещения из сигнала // АЦП m.Temp=m.AdcIa-0x8000; // Знаковое умножение // и сохранение // результата m.Ia=(long)m.Temp*(long)m.AdcIaK; </pre>
---	---

Осталось выполнить преобразование сигнала задания с потенциометра. По заданию система управления должна выключаться при установке потенциометра в среднее положение. Конечно, установить потенциометр в среднее положение, чтобы задание было точно равно нулю, очень сложно. Поэтому на практике делают небольшую зону

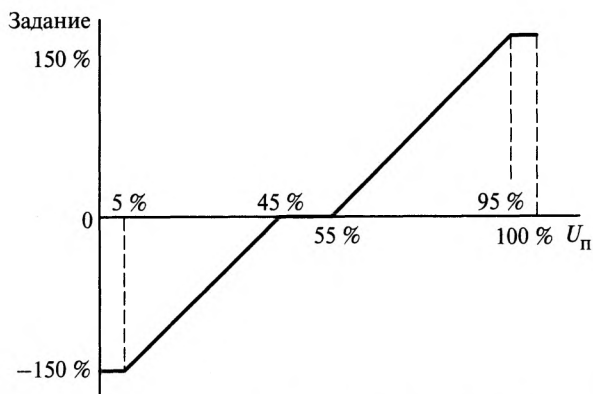


Рис. 3.71. Зависимость задания от сигнала потенциометра

нечувствительности в районе нуля и аналогичным образом поступают с максимальными и минимальными значениями. Пример желаемой зависимости задания от напряжения с потенциометра показан на рис. 3.71 и в листинге 3.19.

Получив с потенциометра сигнал, изменяющийся от 0 до 320 % (плюс и минус по 1,5 номинала и запас на мертвые зоны), можно преобразовать его к разнополярному и вырезать мертвые зоны. Найдем максимальный код, который может прийти с АЦП для микроконтроллера TMS320LF240х:

$$\text{result}_{\max} = \frac{u_{\text{п}} k_{\text{МК}}}{3,3} \cdot 64 \cdot 1023 = 49\,600. \quad (3.170)$$

Находим коэффициент преобразования исходя из того, что при умножении на максимальный код АЦП должно получиться 320 % (13107 в формате 4.12) задания:

$$k_{\text{АЦП п}} = \frac{320 \%_{(4.12)} \cdot 65\,536}{\text{result}_{\max}} = \frac{13\,107 \cdot 65\,536}{49\,600} = 17\,318. \quad (3.171)$$

Аналогичным образом получаем те же коэффициенты для микроконтроллера TMS320F281х:

$$\text{result}_{\max} = \frac{u_{\text{п}} k_{\text{МК}}}{3,3} \cdot 16 \cdot 4095 = 54\,600. \quad (3.172)$$

$$k_{\text{АЦП п}} = \frac{320 \%_{(8.24)}}{\text{result}_{\max}} = \frac{53\,687\,091}{54\,600} = 983. \quad (3.173)$$

Листинг 3.19. Преобразование сигнала задания

<pre> ; Преобразование сигнала задания ; Инициализируем коэффициент splk #17318, main_adcUsK ; Перемножаем сигнал ; на коэффициент lt main_adcUsK mpyu main_adcUs sph main_temp ; Приводим сигнал ; к разнополярному, ; вычитая из него 160 % lacc main_temp sub #6554 sacl main_temp ; Проверяем знак сигнала bcnd negativeSet, LT ; Для положительного задания ; проверяем первую зону ; нечувствительности sub #205 bcnd setIsZero, LEQ sacl main_temp ; Проверяем ограничение сверху sub #6144 bcnd setIsMax, GT b setIsConverted negativeSet: ; Для отрицательного задания ; проверяем первую зону ; нечувствительности add #205 bcnd setIsZero, GEQ sacl main_temp ; Проверяем ограничение снизу add #6144 bcnd setIsMin, LT b setIsConverted ; Запись нуля setIsZero: splk #0, main_set b setIsConverted </pre>	<pre> // Преобразование сигнала задания // Инициализируем коэффициент m.adcUsK=15732; // Перемножаем сигнал // на коэффициент m.set=(unsigned long)m.adcUs* (unsigned long)m.adcUsK; // Приводим сигнал // к разнополярному, // вычитая из него 160 % m.set-=_IQ(1.6); // Проверяем знак сигнала if (m.set>0) { // Для положительного задания // проверяем первую зону // нечувствительности m.set-=_IQ(0.05); if (m.set<0) m.set=0; // Проверяем ограничение сверху else if (m.set>_IQ(1.5)) m.set=_IQ(1.5); } else { // Для отрицательного задания // проверяем первую зону // нечувствительности m.set+=_IQ(0.05); if (m.set>0) m.set=0; else // Проверяем ограничение снизу if (m.set<_IQ(-1.5)) m.set=_IQ(-1.5); } </pre>
---	---

```

; Запись максимума
setIsMax:
    splk    #6144, main_set
    b       setIsConverted
; Запись минимума
setIsMin:
    splk    #-6144, main_set
    b       setIsConverted
setIsConverted:

```

После того, как преобразованы данные с АЦП, можно выполнить обработку защит. Любая защита сбрасывает девятый бит разрешения сравнения в регистре микроконтроллера COMCONA, который контролирует процесс широтно-импульсной модуляции, и меняет номер состояния в соответствии с определенным ей кодом аварии. Обработчик аварий представлен в листинге 3.20. Обработка защит проводится только в состояниях № 3 и № 4, чтобы не приводить к ложным срабатываниям в состояниях ожидания заряда ЗПТ.

Листинг 3.20. Обработка аварийных ситуаций

<pre> ; Обработка аварийных ситуаций ; Если состояние меньше 3, ; то защиты не проверяются setc SXM lacc main_state sub #3 bcnd faultCheckEnd, LT ; Вычисление модуля тока якоря lacc main_Ia abs ; Сравнение с 17,5 A sub #1C00h bcnd maxCurrentFault, GT ; Сравнение напряжения с 450 В lacc main_Udc sub #4189 bcnd minVoltageFault, LT ; Сравнение напряжения с 650 В lacc main_Udc sub #6051 bcnd maxVoltageFault, GT </pre>	<pre> // Обработка аварийных ситуаций // Если состояние меньше 3, // то защиты не проверяются if (m.State>2) { // Сравнение модуля тока с 17,5 A if (abs(m.Ia)>_IQ(17.5/10.0)) { // Изменение номера // состояния ДА m.State=-3; EvaRegs.COMCONA&=0xFDFE; } // Сравнение напряжения с 450 В if (m.Udc<_IQ(450.0/440.0)) { m.State=-1; EvaRegs.COMCONA&=0xFDFE; } // Сравнение напряжения с 650 В if (m.Udc>_IQ(650.0/440.0)) { m.State=-2; EvaRegs.COMCONA&=0xFDFE; } } </pre>
--	---

<pre> ; Проверка флага прерывания по ; сигналу аппаратной аварии IGBT bldd #evaifra, main_temp bit main_temp, (15-0) bcnd hardwareFault, TC b faultCheckEnd ; При максимальном токе maxCurrentFault: ; Записываем код аварии в номер ; состояния ДА splk #-3, main_state b faultHappened minVoltageFault: splk #-1, main_state b faultHappened maxVoltageFault: splk #-2, main_state b faultHappened hardwareFault: splk #-4, main_state b faultHappened faultHappened: ; Обнуляем бит, разрешающий ШИМ ldp #eva_page lacl comcona and #111111011111111b ;fedcba9876543210 sacl comcona faultCheckEnd: </pre>	<pre> // Проверка флага прерывания по // сигналу аппаратной аварии IGBT if (EvaRegs.EVAIFRA&1) { m.State=-4; EvaRegs.COMCONA&=0xFDFE; } </pre>
---	--

Переход из состояния № 2 в № 3 осуществляется по нескольким условиям, в том числе по истечении времени замыкания зарядного контактора. Поэтому система управления должна иметь инструменты для отсчета времени. Известно, что частота ШИМ для данной задачи, а следовательно, и частота прерываний, равна 10 кГц, и период составляет 0,1 мс. Для отсчета времени можно использовать программный таймер, время на котором будет уменьшаться в каждый период ШИМ, пока не достигнет нулевого значения.

Разрабатываемый ДА должен сделать паузу в 200 мс после включения контактора до перехода в состояние ожидания, тогда программа записывает в счетчик программного таймера число 2000, что соответствует 2000 периодам ШИМ и 0,2 с времени. Каждое прерывание счетчик таймера декрементируется, пока не достигнет нуля. Увидев, что счетчик стал равен нулю, ДА перейдет в состояние № 3 — «Выключено» (листинг 3.21).

Листинг 3.21. Обработка программного таймера

<pre> ; Программный таймер ; Загрузка значения таймера ; в аккумулятор ldp #main_vars lacl main_timer ; Если уже ноль, то не уменьшать bcnd timerEqZero, EQ ; Уменьшить значение на 1 sub #1 ; Сохранить в переменной таймера sac1 main_timer timerEqZero: </pre>	<pre> // Программный таймер if (m.timer!=0) m.timer--; </pre>
---	---

До сих пор программа обрабатывала действия, независимые от состояния дискретного автомата, т.е. все то, что необходимо делать на каждом периоде ШИМ. Теперь рассмотрим непосредственно ДА, который начинается с ветвления, определяющего текущее состояние. Каждая ветвь будет содержать свой обработчик. Обработчик аварийных состояний представлен в листинге 3.22.

Листинг 3.22. ДА — аварийные состояния

<pre> ; Если состояние более или равно ; нулю, то это не аварии lacc main_state bcnd notFaultState, GEQ faultState: ; Обнуляем бит, разрешающий ШИМ ldp #eva_page lacl comcona and #111111011111111b ;fedcba9876543210 sac1 comcona ; Проверяем, если задание равно ; нулю, то переключаемся в ; состояние № 3 ldp #main_vars lacl main_set bcnd stateMachineExit, NEQ splk #3, main_state b stateMachineExit </pre>	<pre> // Если меньше нуля, то авария if (m.State<0) { // Обнуляем бит, разрешающий ШИМ EvaRegs.COMCONA&=0xFDFDFF; // Проверяем, если задание равно // нулю, то переключаемся в // состояние № 3 if (m.Set==0) m.State=3; } </pre>
---	---

В нем еще раз запрещается ШИМ и проверяется условие выхода, а именно, равенство сигнала задания нулю.

В состоянии инициализации никаких операций не проводим (листинг 3.23), так как переключение в состояние № 1 осуществляется из фоновой программы.

Листинг 3.23. ДА — состояние инициализации

notFaultState: ; Если в аккумуляторе 0, то это ; состояние инициализации bcond notInitState, NEQ initState: ; Выходим из ДА b stateMachineExit	// Если состояние равно нулю, // то ничего не делаем elseif (m.State==0) { } }
--	---

В состоянии № 1 осуществляется ожидание заряда ЗПТ и включение контактора (листинг 3.24).

Листинг 3.24. ДА — состояние ожидания напряжения ЗПТ

notInitState: ; Если состояние не «1», то переходим ; к следующей проверке sub #1 bcond notWaitForUdcState, NEQ ; Состояние ожидания заряда ЗПТ ; Если напряжение выше ; 400 Вольт, то ; переход в состояние 2 lacc main_Udc sub #3724 bcond stateMachineExit, LT ; Переход в состояние № 2 splk #2, main_state ; Таймер инициализируется на 200 мс ; для ожидания срабатывания ; зарядного контактора splk #2000, main_timer ; Включается контактор ldp #dio_page lacc pbdatdir or #00000000000100000b ;fedcba9876543210 sac1 pbdatdir b stateMachineExit	// Если состояние «1» elseif (m.State==1) { // Состояние ожидания заряда ЗПТ // Если напряжение выше // 400 Вольт, то // переход в состояние 2 if (m.Udc>_IQ(400.0/440.0)) { // Переход в состояние № 2 m.State=2; // Таймер инициализируется на 200 мс // для ожидания срабатывания // зарядного контактора m.timer=2000; // Включается контактор GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO7=1; } }
--	---

В состоянии № 2 система управления находится не менее 200 мс, чтобы контактор гарантировано успел сработать, проверяется также уровень напряжения ЗПТ и значение задания (см. рис. 3.67 и листинг 3.25).

Листинг 3.25. ДА — состояние ожидания включения контактора ЗПТ

notWaitForUdcState:	
; Если состояние не «2»,	// Если состояние «1»
; то переходим	
; к следующей проверке	elseif (m.State==2)
sub #1	{
bcnd notWaitForConState, NEQ	
; Состояние ожидания включения	// Состояние ожидания включения
; контактора	// контактора
; Проверка уровня напряжения ЗПТ	// Проверка уровня напряжения ЗПТ
; (более 450 В)	// (более 450 В)
lacc main_Udc	if (m.Udc>_IQ(450.0/440.0))
sub #4189	
bcnd stateMachineExit, LT	
; Задание должно быть равно нулю	// Задание должно быть равно нулю
lacc main_set	if (m.Set==0)
bcnd stateMachineExit, NEQ	
; Таймер должен досчитать до нуля	// Таймер должен досчитать до нуля
lacc main_timer	if (m.timer==0)
bcnd stateMachineExit, NEQ	
; Если все условия выполнены,	// Если все условия выполнены,
; переходим в состояние № 3	// переходим в состояние № 3
spk #3, main_state	m.state=3;
b stateMachineExit	}

В состоянии № 3 система управления ожидает прихода ненулевого задания, после чего переходит в состояние № 4 — «Работа». Важно не забыть перед переходом в 4-е состояние проинициализировать регулятор (листинг 3.26). В данном случае регулятор, а именно его интегральная часть, будет проинициализирован нулем, хотя в общем случае для инициализации используются значения, определяемые из текущих значений переменных состояний системы таким образом, чтобы включение регуляторов в работу не привело к резкому изменению состояния системы. Поясним примером.

Пусть двигатель постоянного тока вращается с угловой скоростью 50 рад/с, а его $k\Phi = 1 \frac{\text{В} \cdot \text{с}}{\text{рад}}$. Инвертор, питающий якорь, выключен, а напряжение ЗПТ равно 110 В. ЭДС двигателя будет равна 50 В. Если теперь включить систему регулирования тока с ПИ-регулятором и нулевым заданием тока, то окажется, что после некоторого переходного процесса ток вышел на задание ноль, а на выходе регу-

Листинг 3.26. ДА — ожидание сигнала задания

notWaitForConState:	
; Если состояние не «3»,	// Если состояние не «3»,
; то переходим	// то переходим
; к следующей проверке	// к следующей проверке
sub #1	elseif (m.State==3)
bcnd notStoppedState, NEQ	{
; Проверяем задание на равенство	// Проверяем задание на равенство
; нулю	// нулю
lacc main_set	if (m.Set!=0)
bcnd stateMachineExit, EQ	{
; Переходим в состояние № 4	// Переходим в состояние № 4
splk #4, main_state	m.State=4;
; Обнуление интегральной	// Обнуление интегральной
; составляющей	// составляющей
; ПИ-регулятора	// ПИ-регулятора
splk #0, main_piI	m.piI=0;
; Разрешение выходов сравнения	// Разрешение выходов сравнения
ldp #eva_page	EvaRegs.COMCONA =0x0200;
laci comcona	}
or #0000001000000000b	}
;fedcba9876543210	
saci comcona	
b stateMachineExit	

лятора ток стал равным $50/110^1$ и определяется исключительно интегральной составляющей, так как пропорциональная, ввиду отсутствия ошибки регулирования, равна нулю.

Очевидно, что ток равен нулю тогда, когда выходное напряжение инвертора будет равным ЭДС двигателя. Если же ПИ-регулятор включается в работу с обнуленной интегральной составляющей, то и выходное напряжение инвертора будет равно нулю, и при наличии ненулевой ЭДС двигателя в якоре сразу появится ток. Появление в якоре тока «заставит» ПИ-регулятор изменить свой выходной сигнал, и через некоторое время ток станет равным заданному (нулю), а выходное напряжение инвертора и ЭДС двигателя сравняются.

Опасность данной ситуации заключается в том, что не каждый регулятор тока может безаварийно отработать такое включение на вращающийся двигатель. Возможно, большое рассогласование напряжения и ЭДС приведет к срабатыванию максимально-токовой защиты, поэтому на практике регуляторы следует инициализировать значениями, исключающими возможность появления аварийных ситуаций.

¹ Инвертор идеальный: не имеет падения на ключах и «мертвое» время равно нулю.

Например, в данном случае следует взять сигнал по угловой скорости двигателя и, зная $k\Phi$ и U_{DC} , рассчитать скважность, при которой напряжение инвертора будет равно ЭДС двигателя:

$$\gamma_{и} = k\Phi\omega/U_{DC}. \quad (3.174)$$

Если в момент включения системы регулирования инициализировать интегральную составляющую значением $\gamma_{и}$, то броски тока в первый момент времени будут исключены.

Теперь рассмотрим состояние № 4 — «Работа». В этом состоянии работает ПИ-регулятор, получающий на входе сигнал задания тока и сигнал обратной связи. Как было показано выше, для традиционной настройки коэффициенты ПИ-регулятора могут быть рассчитаны с помощью выражений

$$\left. \begin{aligned} k_{п} &= \frac{L_{я}}{2T_{\mu}U_{DC}}; \\ k_{и} &= \frac{R_{я}}{2T_{\mu}U_{DC}}. \end{aligned} \right\} \quad (3.175)$$

Система регулирования тока вместе с якорной цепью двигателя представлена на рис. 3.72. Для реализации системы управления, когда напряжения и токи представлены в относительных единицах, необходимо выполнить следующие преобразования регулятора. Во-первых, в цифровой системе управления на вход регулятора приходит задание и обратная связь по току в относительных единицах, поэтому необходимо умножить ошибку, представленную в относительных единицах, на базовый ток, чтобы получить ошибку в абсолютных единицах, для которых и был синтезирован ПИ-регулятор с коэффициентами (3.175).

Второй важный момент — наличие в коэффициентах регулятора коэффициента усиления силового преобразователя U_{DC} . Действительно, с изменением уровня питающего напряжения инвертора меняется коэффициент усиления системы «преобразователь — двигатель», а следовательно, чтобы система не изменила своих характеристик, обратно пропорционально должны измениться коэффициенты регуляторов. Кроме этого, надо понимать, что изменению должны быть подвержены не столько даже коэффициенты регулятора, а его выходной сигнал. Приведем пример.

Пусть двигатель вращается и имеет ЭДС 50 В, напряжение питания инвертора 110 В, в двигателе протекает ток 5 А, равный заданному току, при сопротивлении якоря 1 Ом. Регулятор тока отработал задание и стабилизирует ток без ошибки, значит, пропорциональная

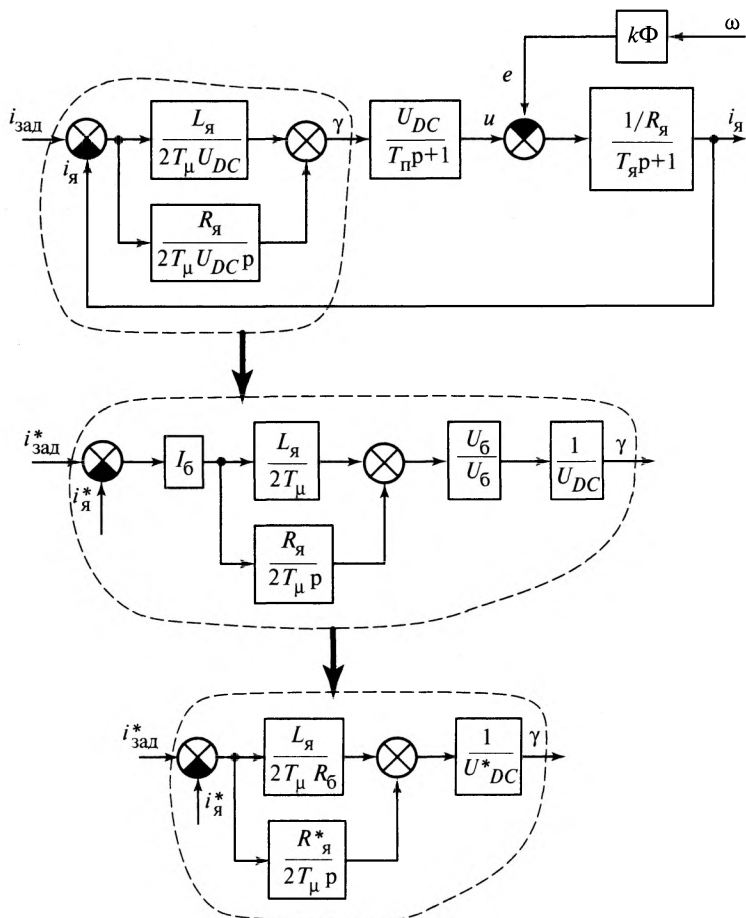


Рис. 3.72. Преобразование структуры ПИ-регулятора для системы в относительных единицах

часть регулятора равна нулю, т.е. не создает управляющего воздействия. Выход регулятора определяется интегральной составляющей, и ее значение можно рассчитать из уравнения электрического равновесия якорной цепи двигателя и преобразователя:

$$\gamma U_{DC} - e = i_{\text{я}} R_{\text{я}}, \quad (3.176)$$

$$\gamma 110 - 50 = 5 \cdot 1, \quad (3.177)$$

тогда скважность, образуемая интегральной составляющей

$$\gamma = \frac{50 + 5}{110} = 0,5. \quad (3.178)$$

Теперь представим, что напряжение питания инвертора в силу каких-либо причин быстро выросло в 2 раза, а значит, выходное напряжение преобразователя в соответствии с выражением

$$u_{\text{я}} = \gamma U_{DC} \quad (3.179)$$

изменилось в 2 раза. Если выход регулятора останется неизменным, то ток якоря станет быстро расти и вернется к заданному значению только после того, как регулятор отработает изменение коэффициента усиления преобразователя.

Этот пример показывает, что для компенсации изменений питающего напряжения необходимо вносить коррективы в выход регулятора. Для этого вынесем U_{DC} из коэффициентов регулятора и перенесем за сумматор. Так как напряжение в рассматриваемой системе управления измеряется в относительных единицах, то умножим сигнал управления на U_6/U_6 , что позволит заменить выражение

$$\frac{U_6}{U_6} \frac{1}{U_{DC}}$$

на $\frac{1}{U_6 U_{DC}^*}$. Появившееся в знаменателе системы базовое напряжение

вместе с базовым током в числителе дает величину, обратную базовому сопротивлению:

$$R_6 = \frac{U_6}{I_6} = \frac{440}{10} = 44 \text{ Ом.} \quad (3.180)$$

В итоге получается структура регулятора тока, представленная в нижней части рис. 3.72. Вычислим новые значения коэффициентов ПИ-регулятора с учетом формата ошибки и переноса коррекции по U_{DC} за пределы регулятора:

$$\left. \begin{aligned} k_{\text{п}} &= \frac{L_{\text{я}}}{2T_{\mu} R_6} = \frac{0,01}{2 \cdot 0,0001 \cdot 44} = 1,136; \\ k_{\text{и}} &= \frac{R_{\text{я}}^*}{2T_{\mu}} = \frac{1/44}{2 \cdot 0,0001} = 113,6. \end{aligned} \right\} \quad (3.181)$$

Для реализации интегратора преобразуем его непрерывную передаточную функцию в разностное уравнение:

$$W(p) = \frac{y(t)}{x(t)} = \frac{k_{\text{и}}}{p}; \quad (3.182)$$

$$py(t) = k_{\text{и}} x(t), \quad (3.183)$$

заменим оператор дифференцирования выражением и получим:

$$\frac{z-1}{Tz} y[k] = k_{\text{и}} x[k]; \quad (3.184)$$

понижим показатель степени оператора сдвига z :

$$y[k] = y[k-1] + k_{\text{и}} T x[k], \quad (3.185)$$

что в числах при известном коэффициенте интегральной части и периоде квантования, равного периоду ШИМ получим:

$$y[k] = y[k-1] + 0,01136 \cdot x[k]. \quad (3.186)$$

Структуру ПИ-регулятора будем реализовывать по схеме рис. 3.73 (листинг 3.27). Сначала проведем инициализацию коэффициентов, хотя правильное делать это один раз в самом начале по двум причинам. Во-первых, это сэкономит процессорное время в прерывании, во-вторых, появится возможность оперативно изменять значение коэффициента, подстраивая систему под конкретный электродвигатель.

Следует обратить внимание, что интегральный коэффициент для микроконтроллеров TMS320LF240x в формате 4.12 получился очень маленьким ($71 = 47h$), что не лучшим образом сказывается на точности задания коэффициента, а хранение интегральной составляющей в 16-разрядном виде и формате 4.12 приведет к ее неправильному расчету при малых рассогласованиях на входе регулятора. Так, ошибка по входу меньше 2 % номинального значения уже не будет приводить к изменению интегральной составляющей из-за того, что результат произведения ошибки на интегральный коэффициент дает ноль в формате 4.12. Рассчитать граничное значение можно по формуле

$$\Delta_{\min} = \frac{1}{k_{\text{и}}} \cdot 2^{12} = \frac{4096}{71} = 87 = 0,02_{(4.12)}. \quad (3.187)$$

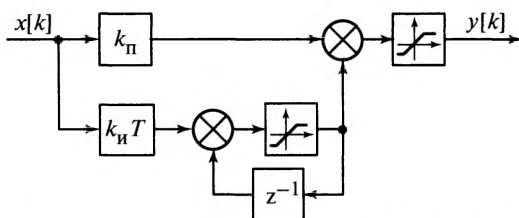


Рис. 3.73. Структура ПИ-регулятора из примера

Листинг 3.27. ДА — режим работы

<pre> notStoppedState: ; Других состояний больше нет, ; это режим «Работа» ; Инициализируем коэффициенты ; регулятора splk #4655, main_kp splk #47, main_ki ; Расчет ошибки lacc main_set sub main_Ia sac1 main_error sect OVM setc SXM ; Режим сдвига результата ; умножения ; для формата 4.12 * 4.12 = 4.12 spm 02 ; Умножаем ошибку ; на интегральный ; коэффициент регулятора lt main_error mpy main_ki ; Добавляем к предыдущему ; значению ; интегральной составляющей lacc main_piI, 16 arac sach main_piI ; Умножаем ошибку ; на пропорциональный ; коэффициент mpy main_kp ; Складываем с интегральной ; составляющей arac sach main_gamma ; Проверка переполнений: ; интегратор lacc main_piI sub #1000h bcnd maxI, GT add #2000h bcnd minI, LT </pre>	<pre> else // Других состояний больше нет, // это режим «Работа» { // Инициализируем коэффициенты // регулятора m.kp=_IQ(1.136); m.ki=_IQ(0.01136); // Расчет ошибки m.error=m.Set-m.Ia; // Умножаем ошибку // на интегральный // коэффициент регулятора // и добавляем к предыдущему // значению // интегральной составляющей m.piI+=_IQmpy(m.ki, m.error); // Умножаем ошибку // на пропорциональный // коэффициент и складываем // с интегральной составляющей m.Gamma=m.piI+_IQmpy(m.kp, m.error); // Проверка переполнений: // интегратор if (m.piI>_IQ(1.0)) m.piI=_IQ(1.0); else if (m.piI<_IQ(-1.0)) m.piI=_IQ(-1.0); </pre>
---	---

<pre> ; задание скважности lacc main_gamma sub #1000h bcnd maxOut, GT add #2000h bcnd minOut, LT b stateMachineExit maxI: splk #1000h, main_piI b checkForOut minI: splk #-1000h, main_piI b checkForOut maxOut: splk #1000h, main_gamma b stateMachineExit minOut: splk #-1000h, main_gamma b stateMachineExit </pre>	<pre> // задание скважности if (m.Gamma>_IQ(1.0)) m.Gamma=_IQ(1.0); else if (m.Gamma<_IQ(-1.0)) m.Gamma=_IQ(-1.0); } </pre>
---	---

Чтобы решить проблему округления интегрального коэффициента, для него обычно используют другой формат представления, а именно 0.16 со знаком (рис. 3.74). При этом знаковый бит всегда равен нулю, а само значение интегрального коэффициента по теореме Котельникова должно быть меньше 0,5. Для решения проблемы интегрирования малых рассогласований на входе регулятора необходимо использовать 32-разрядный формат хранения интегральной составляющей. Подобные проблемы в меньшей степени присущи микроконтроллерам серии TMS320F28xx, так как там все операции изначально выполняются в 32-разрядном формате, однако следует в любом случае помнить об ограничениях масштабной сетки.

Кроме того, у программы для микроконтроллеров TMS320LF240x есть еще один существенный недостаток, а именно небольшой диапазон значений для пропорционального коэффициента (± 8). Из практики более подходящим для него является формат 8.8 с диапазоном ± 128 [35].

Последний оставшийся фрагмент программы должен выполнять загрузку рассчитанной скважности в регистры сравнения. Это можно делать каждый период ШИМ независимо от номера состояния системы управления.

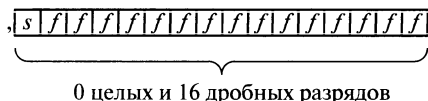


Рис. 3.74. Формат 0.16 со знаком для интегрального коэффициента ПИ-регулятора

Преобразование задания к скажностям ключей можно сделать множеством различных способов. Например, можно управлять ключами $VT1$ и $VT4$ со скажностью γ , а ключами $VT2$ и $VT3$ со скажностью $(1 - \gamma)$, тогда передаточная функция преобразователя будет соответствовать, представленной на рис. 2.36, а выражение для напряжения якоря запишется как

$$u_{\text{я}} = 2(\gamma - 0,5)u_{DC}. \quad (3.188)$$

Нулевому напряжению якоря будет соответствовать скажность 0,5, полному напряжению ЗПТ в положительном направлении протекания тока — скажность 1,0, а полному отрицательному напряжению — скажность, равная нулю.

Работа модуля ШИМ в соответствии с конфигурацией, определенной при инициализации (см. листинг 3.10), представлена на рис. 3.75.

Потенциал первой стойки, подключенной к «Я+» (см. рис. 3.66), определяется регистром сравнения CMPR1. Сигнал PWM1 генерируется по принципу «активный высокий» (Active High — AH). Это означает, что при превышении таймером значения регистра сравнения выход устанавливается в логическую единицу. Сигнал PWM2 формируется комплементарным образом, и сравнение проводится по принципу «активный низкий» (Active Low — AL), т.е. чем меньше значение в этом регистре, тем больший средний потенциал имеет стойка. Аналогичным образом работает сравнение для второй стойки.

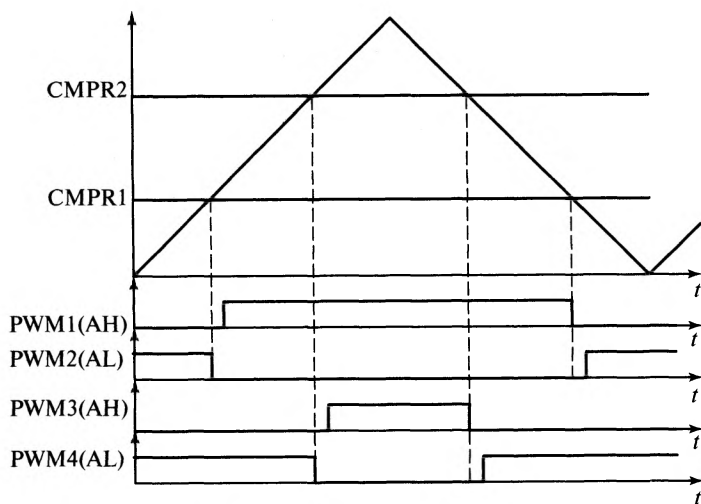


Рис. 3.75. Работа модуля ШИМ

Логичнее было бы использовать режим «активный низкий» для верхнего ключа и «активный высокий» — для нижнего, чтобы при увеличении регистра сравнения потенциал также рос, однако из-за особенностей структуры генератора «мертвого» времени в этом случае скважности будут накладываться друг на друга в моменты переключений.

Теперь, когда стал понятен весь процесс преобразования сигнала задания в значения регистров сравнения, запишем этот процесс по шагам, последовательно, преобразуя выход ПИ-регулятора тока.

Во-первых, необходимо провести коррекцию сигнала выхода регулятора тока $\gamma_{p.t}$ в соответствии с текущим значением напряжения питания инвертора:

$$\gamma'_{p.t} = \frac{1}{u_{DC}^*} \gamma_{p.t}. \quad (3.189)$$

Во-вторых, надо сделать преобразование к скважности управления первой стойкой с учетом коэффициента усиления и смещения нуля в уравнении (3.188):

$$\gamma = \frac{1}{2} \gamma'_{p.t} + \frac{1}{2} = \frac{1}{2u_{DC}^*} \gamma_{p.t} + \frac{1}{2}. \quad (3.190)$$

В-третьих, следует выполнить преобразование скважности в отсчет таймера для загрузки регистров сравнения. С учетом того, что верхний транзистор первой стойки коммутируется в режиме «активный низкий», уравнение запишется в виде

$$\left. \begin{aligned} \text{CMPR1} &= \text{T1PR}(1 - \gamma) = \text{T1PR}\left(1 - \frac{1}{2u_{DC}^*} \gamma_{p.t} - \frac{1}{2}\right) = \\ &= \text{T1PR}\left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \frac{1}{u_{DC}^*} \gamma_{p.t}\right); \\ \text{CMPR2} &= \text{T1PR}\gamma = \text{T1PR}\left(\frac{1}{2} \frac{1}{u_{DC}^*} \gamma_{p.t} - \frac{1}{2}\right), \end{aligned} \right\} \quad (3.191)$$

где T1PR — регистр периода счета первого таймера.

В листинге 3.28 приведен код, выполняющий показанные выше преобразования. Относительно форматов и ограничений можно сказать следующее. Обратная u_{DC}^* величина всегда находится в пределах от 0,677 до 0,977, так как диапазон рабочих напряжений находится в диапазоне от 450 до 650 В. Значит, при меняющемся от -1 до $+1$ выходе регулятора выражение в скобках в первой формуле системы не выходит из диапазона 0,0115—0,9885. Имея значения в указанном

диапазоне, можно не опасаться за выход значения регистра сравнения из диапазона от 0 до значения регистра периода счета первого таймера.

Листинг 3.28. Расчет и запись управляющего воздействия в регистры сравнения

stateMachineExit:	// Вычисляем выражение
; Вычисляем обратное значение	// для скважности
; от Udc	m.temp=_IQ(0.5) -
lacc #4096, 12	_IQmpy(_IQdiv(_IQ(0.5),
; Операция примитива деления	m.Udc),m.Gamma);
; выполняется 16 раз	
rpt #15	
subc main_Udc	
; Отбрасываем старшие разряды	
and #0FFFFh	
; Делим результат на 2	
sfr	
sac1 main_temp	
lt main_temp	
spm 02	
; Перемножаем с управляющим	
; воздействием	
mpy main_gamma	
sph main_temp	
; Вычитаем результат из 0,5	
lacc #2048	
sub main_temp	
sac1 main_temp	
lt main_temp	
; Перемножаем на период ШИМ	// Домножаем на период ШИМ
ldp #eva_page	m.compare1=_IQmpy (m.temp, 7500);
mpy tlpr	EvaRegs.CMPR1=m.compare1;
sph cmp1	
; Вычисляем T1PR - CMPR1	// Вычисляем T1PR - CMPR1
; для загрузки в CMPR2	// для загрузки в CMPR2
lacc tlpr, 16	EvaRegs.CMPR2=7500-m.compare1;
spac	
sach cmp2	
; Выход из прерывания	// Выход из прерывания
ldp #eva_page	EvaRegs.EVAIFRA.all=BIT7;
splk #0080h, evaifra	PieCtrlRegs.PIEACK.all=PIEACK_GROUP2;
EXIT_ISR	}

Показанный пример системы регулирования тока не является образцовым. В нем многие составляющие, которые обычно учитываются при проектировании систем управления, опущены. Неполно выполнены процедуры инициализации, поэтому пример изначально не является рабочим. Кроме того, пример не запускался на реальных микроконтроллерах, поэтому код может содержать ошибки. Однако данные программы, написанные для разных микроконтроллеров, должны дать представление читателю о базовых принципах построения и проектирования реальных цифровых систем управления.

Выводы

В этой главе были рассмотрены роли всех элементов современных цифровых систем управления и установлены связи между ними. Основная цель состояла в том, чтобы показать законченную цепочку распространения сигналов (задания, обратных связей, промежуточных и управляющих воздействий) в цифровой системе от датчиков и интерфейсов пользователя до силовых ключей. Ставились задачи вспомнить важное и связать знания разных курсов, изученных ранее: теория управления, численные методы, измерения, силовая электроника, информатика (программирование) и др. Этот материал должен стать достаточной базой для изучения систем управления конкретных электроприводов постоянного и переменного тока.

Контрольные вопросы и задания

1. Постройте ЛАЧХ измерительной цепи рис. 3.14.
2. В листинге 3.5 параметры дискретной передаточной функции округлены до четвертого знака. Найдите значение пятого значащего разряда числа «0,9048» из знаменателя функции. Пользоваться калькулятором не нужно.
3. Проанализируйте формат чисел с плавающей точкой и определите, через какое время «остановится» интегратор в структурной схеме рис. 3.24, если частота его дискретизации равна $1/5000$ с?
4. Получите дискретные передаточные функции для двух инерционных звеньев с постоянными времени 5 и 10 с. Соедините звенья последовательно и промоделируйте. Похож ли результат на аналоговый процесс? С помощью MATLAB получите дискретную передаточную функцию для двух инерционных звеньев сразу. Сравните результат.
5. Докажите, что при использовании централизованной ШИМ в статическом режиме мгновенный ток будет равен среднему току в середине и в конце периода.
6. Какая защита в примере цифровой системы управления двигателя постоянного тока будет работать неправильно для микроконтроллеров семейства TMS320F281x? Почему? Что необходимо исправить в аппаратной части, чтобы исключить возможные проблемы?

7. Если в систему будет заводится сигнал скорости двигателя для оценки его ЭДС, то в каком месте листинга 3.26 и каким образом следует проводить инициализацию регулятора?
8. Исправьте программу ПИ-регулятора для микроконтроллера TMS320LF240х, чтобы она работала с пропорциональным коэффициентом в формате 8.8, интегральным в формате 0.16, а результат интегрирования хранила в 32-рядном формате.

Глава 4

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ НА ПРИМЕРЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА

Введение

В качестве объекта управления двигатель постоянного тока является идеальным преобразователем электрической энергии в механическую. Поток двигателя задается отдельной обмоткой. К якорной цепи подводится напряжение, которое в двигателе разделяется на ЭДС, падение на активном сопротивлении и составляющую от изменения тока в индуктивности якоря. Если напряжение якоря умножить на ток, то получим мощность, отбираемую из сети; ЭДС умножить на ток — мощность, подводимая к валу двигателя, а все остальное — квадрат тока умножить на активное сопротивление якорной цепи — потери.

Этот двигатель очень удобен, чтобы с использованием его математического описания строить системы управления моментом и скоростью и на его примере рассмотреть основные способы регулирования координат электропривода.

В настоящее время уже стала классической система подчиненного регулирования координат в системе «управляемый преобразователь — двигатель», но применяются и другие способы управления, такие как релейное регулирование выходной координаты, модальное управления, а в высокоточных приводах используются структуры с прогнозированием.

4.1. Влияние обратных связей на характеристики ДПТНВ

Прежде чем рассматривать какие-либо способы регулирования необходимо рассмотреть статические характеристики электропривода постоянного тока при введении в контур регулирования обратных связей. В данном случае все рассматриваемые примеры приведены для статического режима.

Отрицательная обратная связь по току

Для стабилизации какой-либо величины в теории автоматического регулирования обычно применяют отрицательную обратную связь. Данный способ регулирования состоит в том, что есть некое задан-

ное значение величины, которое мы хотим получить. Тогда для этого задания определяется задающее воздействие на объект регулирования, под действием которого он выходит из состояния покоя и начинает стремиться к заданной величине. Так как в процессе приближения переменной состояния объекта регулирования к заданной величине происходит уменьшение сигнала рассогласования между сигналом задания и реальным значением регулируемой величины, то задающее воздействие на объект регулирования уменьшается. В идеале установившееся равновесие будет достигнуто в момент, когда задание сравняется с регулируемой переменной состояния. На практике это не всегда так из-за динамических ограничений.

Рассмотрим работу отрицательной обратной связи по току (ООСТ) на примере системы «транзисторный преобразователь — двигатель постоянного тока независимого возбуждения» (ДПТНВ). Пусть в прямом канале будет расположен усилитель с коэффициентом усиления k_{Π} . Данная структура изображена на рис. 4.1.

Чтобы построить семейство характеристик электропривода с данной структурой, запишем уравнение равновесия для ДПТНВ:

$$u_{\text{я}} = e + i_{\text{я}} R_{\text{я}}, \quad (4.1)$$

заменим напряжение якоря и ЭДС:

$$k_{\Pi} U_{DC} (i_{\text{зад}} - i_{\text{я}}) = k \Phi \omega + i_{\text{я}} R_{\text{я}} \quad (4.2)$$

и, выразив угловую скорость через ток, получим уравнение электро-механической характеристики замкнутой системы:

$$\omega = \frac{k_{\Pi} U_{DC}}{k \Phi} i_{\text{зад}} - \frac{k_{\Pi} U_{DC} + R_{\text{я}}}{k \Phi} i_{\text{я}}. \quad (4.3)$$

При изменении задания характеристики смещаются параллельно друг другу. Сверху они ограничены предельной характеристикой, определяемой возможностями преобразователя и двигателя. При изменении коэффициента в прямом канале характеристики меняют свой наклон. Если $k_{\Pi} = 0$, то электропривод будет работать на характеристике динамического торможения, а при $k_{\Pi} = \infty$ характеристика будет вертикальная с точным поддержанием заданного тока незави-

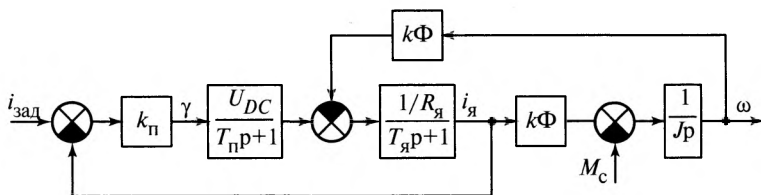


Рис. 4.1. Структура системы с ООСТ

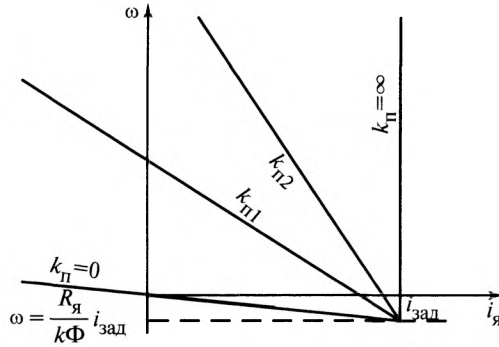


Рис. 4.2. Статические характеристики электропривода постоянного тока с ООСТ, $k_{п1} < k_{п2}$

симо от угловой скорости. Семейство электромеханических характеристик при изменении коэффициента представлено на рис. 4.2. Все они проходят через точку с заданным током на скорости:

$$\omega = -\frac{R_{я}}{k\Phi} i_{зад}. \quad (4.4)$$

Положительная обратная связь по току

Если структуру модифицировать, сделав связь положительной и добавив коэффициент в обратную связь, то получается структура с положительной обратной связью по току (ПОСТ), изображенная на рис. 4.3, а. Чтобы получить уравнение электромеханической характеристики, необходимо в (4.2) изменить знак тока обратной связи $i_{я}$ в левой части уравнения и учесть коэффициент положительной обратной связи:

$$k_{п} U_{DC} (i_{зад} + k_{ПОСТ} i_{я}) = k\Phi \omega + i_{я} R_{я}, \quad (4.5)$$

тогда

$$\omega = \frac{k_{п} U_{DC}}{k\Phi} i_{зад} - \frac{R_{я} - k_{п} k_{пост} U_{DC}}{k\Phi} i_{я}. \quad (4.6)$$

Правый член (4.6) содержит коэффициент при токе якорной цепи, определяющий наклон электромеханической характеристики. Изменяя значение коэффициента положительной обратной связи по току, можно добиться бесконечной жесткости электромеханической характеристики в том случае, если

$$R_{я} - k_{пост} k_{п} U_{DC} = 0, \quad (4.7)$$

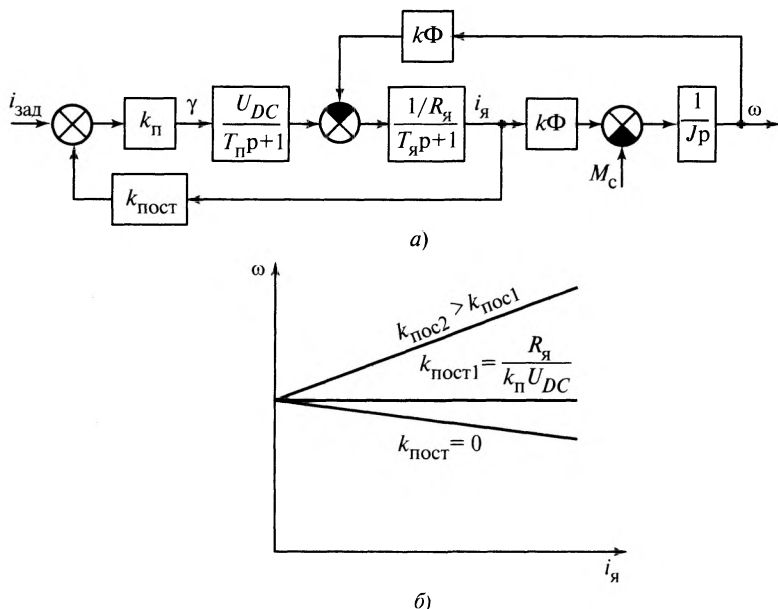


Рис. 4.3. Структура электропривода постоянного тока с ПОСТ (а) и ее характеристики (б)

тогда

$$k_{\text{пост}} = \frac{R_{\text{я}}}{k_{\text{п}} U_{DC}}. \quad (4.8)$$

С учетом динамических составляющих использовать положительную обратную связь по току (ПОСТ) нельзя, так как система является неустойчивой. Для стабилизации данной структуры требуется фильтрация тока якоря в цепи обратной связи, чтобы кратковременные изменения тока не приводили к лавинообразному изменению задающего воздействия.

Отрицательная обратная связь по скорости

Для стабилизации скорости может применяться отрицательная обратная связь по скорости (ООСС). Структурная схема электропривода с ООСС представлена на рис. 4.4.

Выведем уравнения электромеханических характеристик для статического режима, воспользовавшись уравнением равновесия для якорной цепи (4.1) и заменив напряжение якоря и ЭДС в соответствии со структурой рис. 4.4:

$$(\omega_{\text{зад}} - \omega)k_{\text{п}}U_{DC} = k\Phi\omega + i_{\text{я}}R_{\text{я}}, \quad (4.9)$$

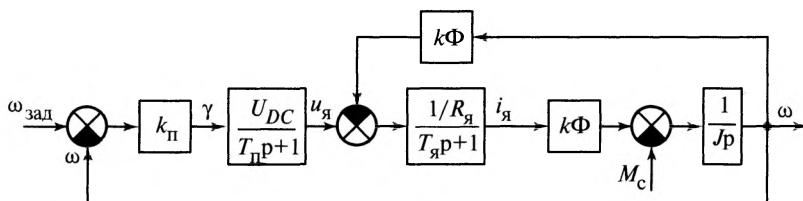


Рис. 4.4. Электропривод постоянного тока с ООСС

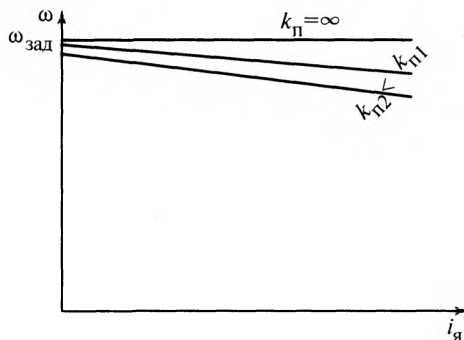


Рис. 4.5. Характеристики системы с отрицательной обратной связью по скорости

и выразим скорость через заданную скорость и ток якоря:

$$\omega = \frac{k_{\Pi} U_{DC}}{k_{\Pi} U_{DC} + k\Phi} \omega_{\text{зад}} - \frac{R_{\text{я}}}{k_{\Pi} U_{DC} + k\Phi} i_{\text{я}}. \quad (4.10)$$

Полученное уравнение позволяет построить характеристики электропривода с ООСС при изменении коэффициента прямого канала k_{Π} (рис. 4.5). При увеличении коэффициента в прямом канале растет точность поддержания скорости на холостом ходу и увеличивается жесткость механических характеристик. При коэффициенте в прямом канале, равном бесконечности, скорость будет равна заданной, а жесткость характеристики будет равна бесконечности.

Положительная обратная связь по скорости

Если обратную связь по скорости завести с положительным знаком, добавив в обратную связь некоторый коэффициент $k_{\text{ПОСС}}$, то получится структура с положительной обратной связью по скорости (ПОСС), представленная на рис. 4.6, а, и она будет обладать характеристиками, изображенными на рис. 4.6, б.

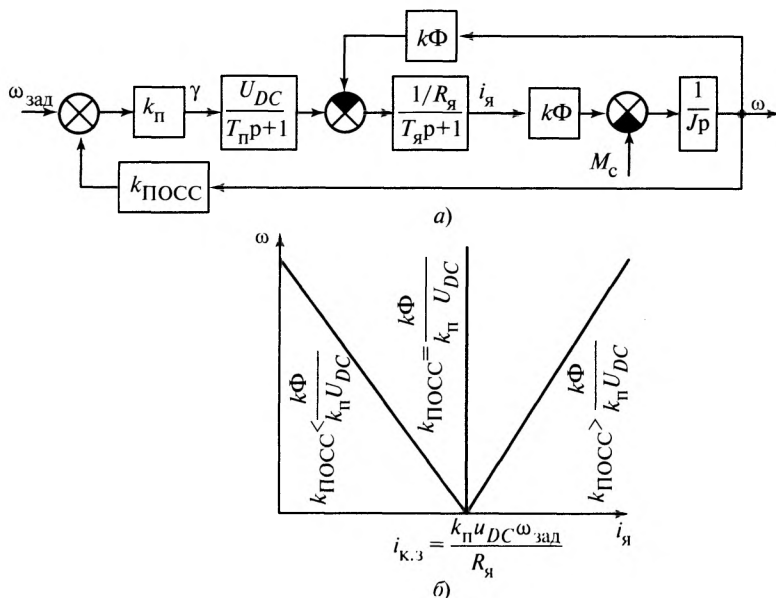


Рис. 4.6. Структура электропривода постоянного тока с ПОСС и семейство характеристик:

$i_{к.з}$ — ток короткого замыкания

Если из уравнения электрического равновесия

$$(\omega_{\text{зад}} + k_{\text{ПОСС}}\omega)k_{\text{П}}U_{\text{DC}} = k\Phi\omega + i_{\text{я}}R_{\text{я}} \quad (4.11)$$

получить уравнение механической характеристики

$$\omega = \frac{k_{\text{П}}U_{\text{DC}}}{k_{\text{П}}k_{\text{ПОСС}}U_{\text{DC}} + k\Phi} \omega_{\text{зад}} - \frac{R_{\text{я}}}{k_{\text{П}}k_{\text{ПОСС}}U_{\text{DC}} + k\Phi} i_{\text{я}}, \quad (4.12)$$

то, приравняв знаменатель правого члена уравнения нулю, можно получить значение коэффициента ПОСС, при котором жесткость станет равной нулю и характеристики получатся абсолютно мягкими:

$$k_{\text{ПОСС}}k_{\text{П}}U_{\text{DC}} - k\Phi = 0, \quad (4.13)$$

тогда

$$k_{\text{ПОСС}} = \frac{k\Phi}{k_{\text{П}}U_{\text{DC}}}. \quad (4.14)$$

При больших значениях коэффициента характеристики принимают положительную жесткость.

Положительная обратная связь по скорости может использоваться для стабилизации тока или момента двигателя. Более подробно данный вопрос рассматривается в § 4.2.

4.2. Последовательная коррекция и подчиненное регулирование координат

Наиболее распространенным и известным способом для регулирования координат электропривода в настоящее время является последовательная коррекция с подчиненным регулированием координат. Данная технология применима не только к электроприводам постоянного тока, она применяется в асинхронном электроприводе с векторным управлением, сервоприводах с синхронными двигателями и др. Для упрощения изложения материала рассмотрим процессы регулирования на примере ДПТНВ.

Последовательная коррекция

Метод последовательной коррекции основан на том, что передаточные функции двух последовательных звеньев перемножаются и, если перед объектом регулирования поставить звено со специально подобранной передаточной функцией, можно получить некий результат их перемножения, который будет обладать необходимыми нам статическими и динамическими характеристиками.

Приведем пример. Пусть объект регулирования имеет передаточную функцию $W_{o.p}(p)$, а желаемая передаточная функция разомкнутой системы — $W_{ж.раз}(p)$, тогда функция регулятора может быть вычислена следующим образом:

$$W_p(p) = \frac{W_{ж.раз}(p)}{W_{o.p}(p)}. \quad (4.15)$$

Действительно, если перед объектом регулирования последовательно включить регулятор с передаточной функцией, рассчитанной через выражение (4.15), то система, изображенная на рис. 4.7, а, сведется к системе рис. 4.7, б.

Следует учесть, что не каждая желаемая передаточная функция может быть реализована. Так, преобразователь, питающий двигатель, хоть и представляется инерционным звеном, на самом деле содержит в себе звено запаздывания. Кроме того, мы не можем получить,

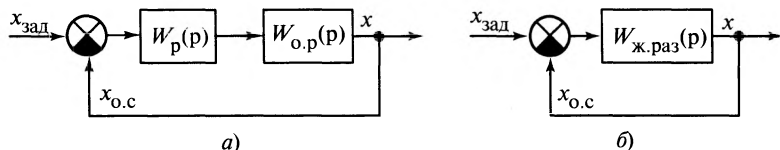


Рис. 4.7. Последовательная коррекция координат:

а — объект регулирования с регулятором, б — эквивалентная схема

например, заданный ток в якоре двигателя мгновенно, так как его темп нарастания определяется индуктивностью якоря и напряжением, которое может выдать наш преобразователь. Значит, сразу получить на выходе желаемое значение невозможно чисто по техническим соображениям, а следовательно, необходимо найти компромиссный вариант выбора желаемой передаточной функции.

Передаточную функцию объекта регулирования можно представить в общем виде следующим образом:

$$W_{o.p}(p) = \frac{\prod_{f=1}^n (a_f p + b_f)}{\prod_{i=1}^m (c_i p + 1) \prod_{l=1}^r d_l p} = \frac{\prod_{f=1}^n (a_f p + b_f)}{\prod_{j=1}^o (T_j p + 1) \prod_{k=1}^{m-o} (T_k p + 1) \prod_{l=1}^r d_l p}, \quad (4.16)$$

где T_k — большие постоянные времени, а T_j — малые постоянные времени. Можно считать, что

$$\prod_{j=1}^o (T_j p + 1) \approx T_\mu p + 1, \quad (4.17)$$

где

$$T_\mu = \sum_{j=1}^o T_j. \quad (4.18)$$

Таким образом, T_μ является суммой всех малых постоянных времени или «некомпенсируемой постоянной времени», т.е. той постоянной времени, которую не будет компенсировать регулятор. Относительно этой постоянной времени можно записать уравнение желаемой передаточной функции разомкнутого контура:

$$W_{ж.раз}(p) = \frac{1}{a T_\mu p (T_\mu p + 1)}. \quad (4.19)$$

С единичной обратной связью по регулируемой координате получится следующая функция:

$$W_{ж.з}(p) = \frac{1}{a T_\mu p (T_\mu p + 1) + 1}, \quad (4.20)$$

где a — коэффициент, определяющий характер переходного процесса (рис. 4.8). Наиболее часто применяют настройку, где $a = 2$. Данная настройка называется «*техническим оптимумом*». Сводные характеристики для различных настроек приведены в табл. 4.1.

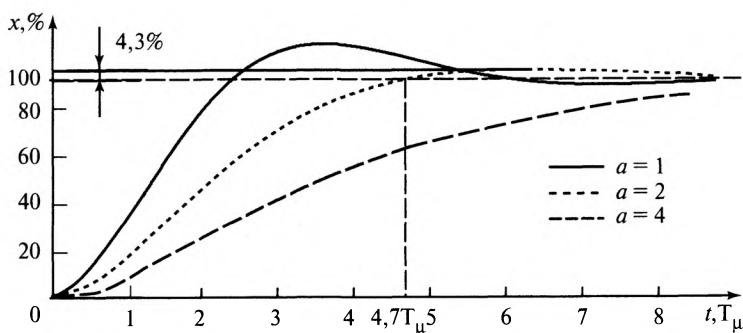


Рис. 4.8. Переходные процессы при единичном скачке задания

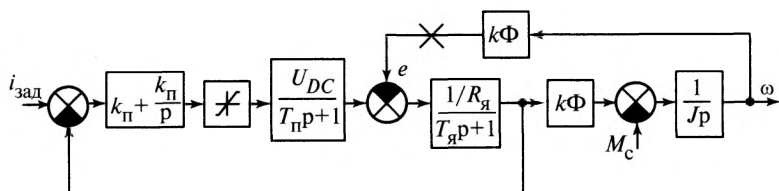


Рис. 4.9. Структура системы регулирования тока якоря ДПТНВ

Таблица 4.1

Показатели качества регулирования

Значение a	Время переходного процесса (входа в 5 %-ную зону), T_μ	Перерегулирование, %
1	2,2	19
2	4,7	4,3
4	10	0

Кроме технического оптимума применяют настройку на *симметричный оптимум* (СО), для которого желаемая разомкнутая передаточная функция

$$W_{\text{ж.раз СО}}(p) = \frac{4T_\mu p + 1}{8T_\mu^2 p^2 (T_\mu p + 1)}. \quad (4.21)$$

Свое название симметричный оптимум берет от вида ЛАЧХ, симметричной относительно частоты среза.

Рассмотрим пример синтеза регулятора тока для системы «транзисторный преобразователь — ДПТНВ». Структурная схема системы показана на рис. 4.9. В системе присутствует задание тока и обратная

связь по току, получаемая с датчика тока в цепи якоря. Разница между заданием и обратной связью поступает на регулятор. Для упрощения синтеза пренебрежем (на рисунке перечеркнуто $\times$) внутренней связью по ЭДС в структуре ДПТНВ, тогда передаточная функция объекта регулирования запишется в виде

$$W_{o.p}(p) = \frac{U_{DC}}{T_{\pi}p + 1} \frac{1/R_{\text{я}}}{T_{\text{я}}p + 1}. \quad (4.22)$$

Из двух постоянных времени наименьшей является постоянная времени преобразователя, и ее следует выбрать в качестве некомпенсированной постоянной времени:

$$T_{\mu} = T_{\pi}. \quad (4.23)$$

Тогда передаточная функция регулятора тока получается делением желаемой передаточной функции на функцию объекта регулирования:

$$\begin{aligned} W_{p.t}(p) &= \frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p + 1)} \frac{R_{\text{я}}(T_{\mu}p + 1)(T_{\text{я}}p + 1)}{U_{DC}} = \\ &= \frac{L_{\text{я}}}{2T_{\mu}U_{DC}} + \frac{R_{\text{я}}}{2T_{\mu}U_{DC}p}. \end{aligned} \quad (4.24)$$

Полученную функцию регулятора можно представить в виде

$$W_{p.t}(p) = k_{\pi} + \frac{k_{\text{и}}}{p}, \quad (4.25)$$

где $k_{\pi} = \frac{L_{\text{я}}}{2T_{\mu}U_{DC}}$ — пропорциональный коэффициент регулятора тока; $k_{\text{и}} = \frac{R_{\text{я}}}{2T_{\mu}U_{DC}}$ — интегральный коэффициент регулятора тока.

Данный регулятор содержит пропорциональную и интегральную части, поэтому называется пропорционально-интегральным регулятором или ПИ-регулятором. В эпоху аналоговых регуляторов, построенных на базе операционных усилителей, вместо интегрального коэффициента использовалась обратная величина — интегральная постоянная времени. Так как аналоговый регулятор имел на входе напряжение (единица измерения — вольт) и на выходе напряжение, то интегральный коэффициент имел единицу измерения — секунда⁻¹. В цифровой системе на входе регулятора ток (единица измерения — ампер), на выходе скважность управления инвертором (безразмерная величина или %), тогда единица измерения интегрального коэффи-

циента $1/A \cdot c$ или $1/K$, поэтому оперировать в цифровых системах понятием «интегральная постоянная времени регулятора» недопустимо.

Пусть двигатель питается от мостового инвертора, и система имеет следующие параметры: $U_{\text{ном}} = U_{DC} = 110 \text{ В}$, $I_{\text{ном}} = 10 \text{ А}$, $R_{\text{я}} = 1 \text{ Ом}$, $L_{\text{я}} = 0,05 \text{ Гн}$, $k\Phi = 1 \frac{\text{В} \cdot \text{с}}{\text{рад}}$, $f_{\text{ШИМ}} = 1000 \text{ Гц}$, $J = 0,02 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$. Ток задания составил 10 А . Электромеханическая характеристика двигателя в замкнутой системе представлена на рис. 4.10.

Полученная в результате моделирования характеристика имеет три важные особенности:

время переходного процесса больше теоретического (рис. 4.11, а, в);
ток стабилизируется не во всем диапазоне скоростей двигателя;
ток не достиг заданного значения.

Время переходного процесса должно составлять

$$t_{\text{п.п}} = 4,7 T_{\mu} = \frac{4,7}{f_{\text{ШИМ}}} = 0,0047 \text{ с}, \quad (4.26)$$

однако по графику на рис. 4.11, а видно, что переходный процесс занимает более $0,006 \text{ с}$ до входа в 5% задания. Перерегулирование относительно установившегося значения, также больше указанного в табл. 4.1. Приведенные в табл. 4.1 показатели справедливы для линейных систем, но в данном случае регулятор тока выдал управляющее воздействие, которое оказалось больше, чем может реализовать преобразователь. Так, до момента времени около $0,004 \text{ с}$ (рис. 4.11, б) выходной сигнал регулятора был ограничен, т.е. регулятор находился в насыщении, и система управления была разомкнута,

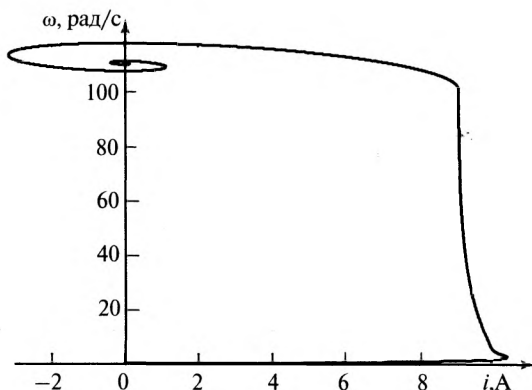


Рис. 4.10. Электромеханическая характеристика ДПТНВ с регулятором тока якоря

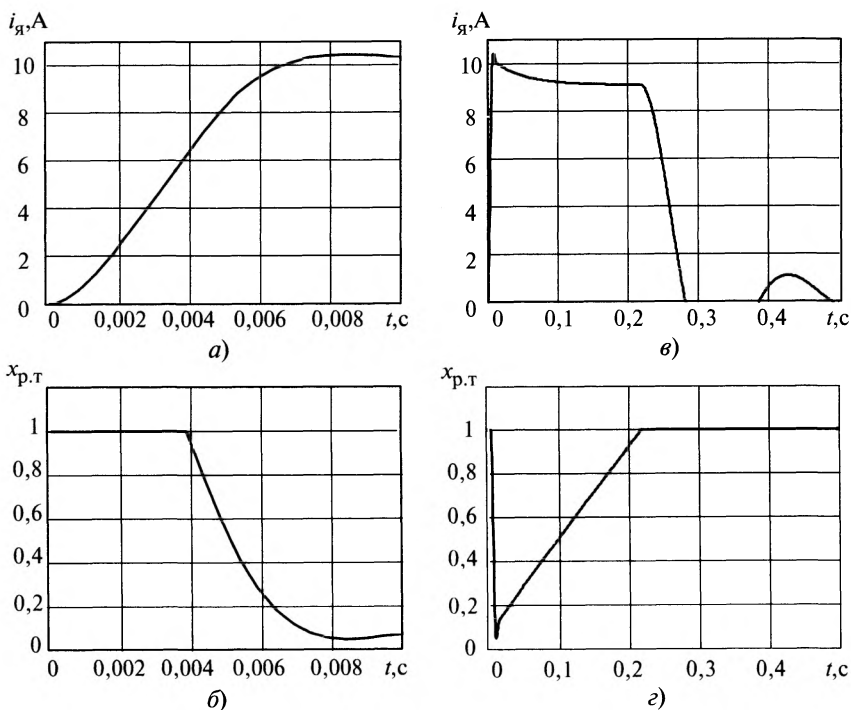


Рис. 4.11. Графики переходных процессов в системе регулирования тока во времени

а раз к двигателю было приложено напряжение меньшее, чем требовалось, то и время переходного процесса увеличилось.

Из графиков видно, что в первый момент времени выходной сигнал регулятора тока был ограничен на максимально возможном уровне. Действительно, из (4.24) можно рассчитать пропорциональный коэффициент регулятора $k_{п} = 0,2273 \frac{1}{A}$, что при начальном рас- согласовании в токе 10 А дает скважность сигнала управления больше единицы.

Когда ток достиг заданного значения, выходной сигнал регулятора и напряжение якоря уменьшились. Большое выходное напряжение преобразователя преодолело индуктивность якорной цепи, и ток достиг заданного значения, а вместе с этим практически обнулилась пропорциональная составляющая регулятора тока.

По мере роста скорости выходной сигнал регулятора тока увеличивается (рис. 4.11, г). Пропорционально скорости растет напряжение двигателя и через некоторое время достигает своего номинального и, одновременно, максимального значения, которое может

выдать преобразователь — напряжения звена постоянного тока U_{DC} . В данном случае система более не имеет запаса по напряжению и размыкается. Для двигателя это означает, что он оказался на своей естественной характеристике.

Теперь рассмотрим причину, по которой ток в процессе разгона не равен заданному. В начале процесса в момент времени, когда ток почти сравнялся с заданным значением, началось линейное во времени увеличение скорости под действием момента, пропорционального току якоря. Если ток примерно постоянен и равен заданному, то пропорциональная составляющая регулятора не участвует в росте выходного сигнала регулятора и соответственно напряжения двигателя, так как она примерно постоянна и мала. Значит, изменение выходного сигнала регулятора определяется ростом интегральной составляющей. Действительно, не будь на входе регулятора небольшого положительного рассогласования между заданием и обратной связью, не было бы причин для роста скважности и напряжения двигателя.

В то же время, рассогласование в токе появляется именно по причине роста скорости двигателя, так как при этом растет его ЭДС, а с ростом ЭДС для поддержания заданного тока требуется большее напряжение питания. Ошибка регулирования в такой системе называется *«ошибкой по ускорению»* и определяется темпом изменения ЭДС и интегральным коэффициентом регулятора тока. Возьмем уравнение движения

$$k\Phi i_{\text{я}} = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (4.27)$$

заменим скорость на ЭДС:

$$k\Phi i_{\text{я}} = \frac{J}{k\Phi} \frac{de}{dt}, \quad (4.28)$$

выразим изменение ЭДС:

$$\frac{de}{dt} = \frac{(k\Phi)^2}{J} i_{\text{я}}. \quad (4.29)$$

Теперь приравняем изменение ЭДС к изменению выходного сигнала ПИ-регулятора, т.е. изменению его интегральной составляющей, помноженной на коэффициент усиления преобразователя:

$$\frac{de}{dt} = \frac{(k\Phi)^2}{J} i_{\text{я}} = U_{DC} k_{\text{и}} (i_{\text{зад}} - i_{\text{я}}), \quad (4.30)$$

что после упрощения даст

$$i_{\text{зад}} = i_{\text{я}} \left(\frac{(k\Phi)^2}{U_{DC} k_{\text{и}} J} + 1 \right). \quad (4.31)$$

Подставим в (4.31) $k_{\text{я}}$ из (4.24) и получим

$$i_{\text{зад}} = i_{\text{я}} \left(\frac{2T_{\mu} U_{DC} (k\Phi)^2}{R_{\text{я}} U_{DC} J} + 1 \right) = i_{\text{я}} \left(\frac{2T_{\mu}}{T_{\text{м}}} + 1 \right), \quad (4.32)$$

где $T_{\text{м}} = JR_{\text{я}}/(k\Phi)^2$ — механическая постоянная времени. Из (4.32) можно выразить не заданный, а реальный ток:

$$i_{\text{я}} = i_{\text{зад}} \left(\frac{T_{\text{м}}}{2T_{\mu} + T_{\text{м}}} \right). \quad (4.33)$$

Из выражения (4.33) могут быть сделаны следующие важные выводы:

инерционность преобразователя, выраженная через T_{μ} , непосредственно влияет на ошибку в стабилизации тока. Чем быстрее преобразователь и меньше T_{μ} , тем больше интегральный коэффициент и меньше ошибка по ускорению;

на значение ошибки влияет момент инерции. Момент инерции определяет значение $T_{\text{м}}$. Чем меньше момент инерции, тем быстрее меняется скорость и требуется большая ошибка в токе, чтобы регулятор успевал отрабатывать изменение ЭДС;

значение ошибки зависит от сопротивления двигателя. Чем больше сопротивление якоря (или в общем виде фазы двигателя), тем больше интегральный коэффициент и меньше ошибка стабилизации тока.

Рассмотрим, как зависит ошибка по ускорению от знака изменения ЭДС. Изменим условия опыта: в момент времени 0,2 с происходит наброс нагрузки на валу электродвигателя, когда момент сопротивления составит 20 Н·м. Результат работы контура тока представлен на рис. 4.12.

На механической характеристике замкнутой системы видно, что разгон двигателя происходил аналогично предыдущему опыту. Пусть к двигателю была приложена нагрузка, под действием которой он начал тормозиться, остановился и разогнался в зоне отрицательных скоростей до скорости, соответствующей его естественной характеристике. С этого момента для стабилизации тока потребовалось большее напряжение, чем может реализовать инвертор, система регулирования разомкнулась и напряжение застabilизировалось на уровне $-U_{DC}$.

В этом опыте хорошо видно, что ошибка по ускорению поменяла свой знак, т.е. при торможении нагрузкой ток двигателя постоянно больше, чем ток заданный. Это происходит из-за того, что внешняя

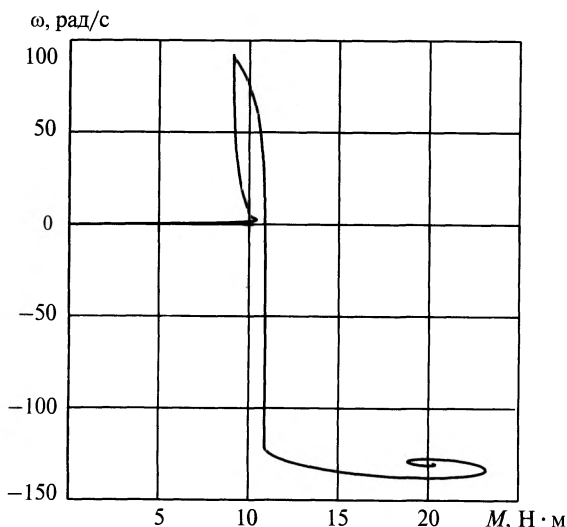


Рис. 4.12. Кривая отработки контура тока при изменении знака ошибки по ускорению

сила выводит систему из равновесия и тормозит ее, и при постоянном напряжении ток будет расти. Тогда для изменения напряжения на двигателе необходимо, чтобы начала работать интегральная составляющая, а она начинает интегрирование в случае появления отрицательной ошибки в токе.

Компенсация ошибки по ускорению

В любом случае ошибка возникает из-за того, что в предложенной системе регулирования не учтено влияние внутренней связи по ЭДС в двигателе. Чтобы ее учесть, выполним перенос сигнала по ЭДС через узел преобразователя напряжения. Если допустить, что

$$\frac{T_p p + 1}{U_{DC}} \approx \frac{1}{U_{DC}} \quad (4.34)$$

из-за малости T_p , то для компенсации возмущающего воздействия по ЭДС на контур тока следует добавить *положительную обратную связь по скорости*. Тогда результирующая структура будет изображена на рис. 4.13.

Коэффициент ПОСС рассчитывается по формуле

$$k_{\text{ПОСС}} = k\Phi/U_{DC}. \quad (4.35)$$

Получившаяся структура помимо ПИ-регулятора тока содержит положительную обратную связь по скорости (ПОСС), которая должна находиться в равновесии с возникающей в двигателе ЭДС.

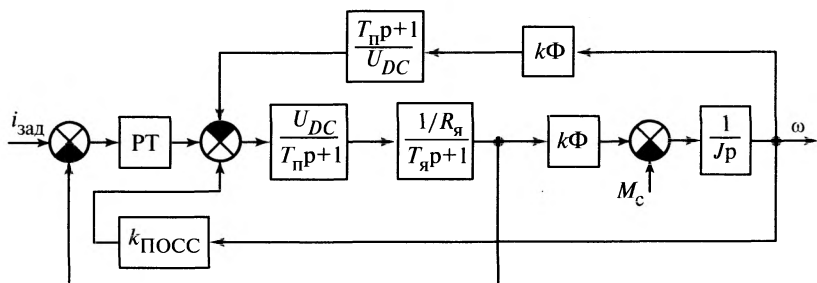


Рис. 4.13. Структура с положительной обратной связью по скорости в контуре тока:
РТ — регулятор тока

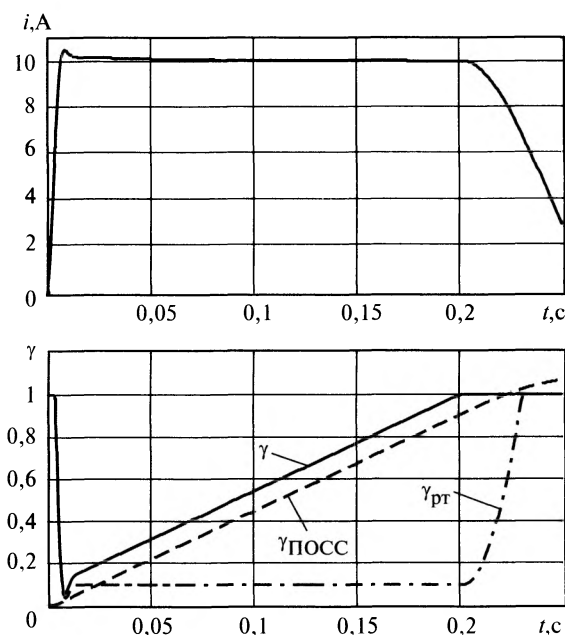


Рис. 4.14. Графики работы контура тока с ПИ-регулятором и положительной обратной связью по скорости

Выход ПИ-регулятора и положительной обратной связи суммируются, таким образом, ПОСС отрабатывает возмущающее воздействие при изменении скорости, а ПИ-регулятор обеспечивает поддержание тока на заданном уровне. Поскольку ПОСС компенсирует влияние на регулятор изменения ЭДС двигателя, то иногда ее называют системой «компенсации ЭДС». Работа системы с компенсацией ЭДС представлена на рис. 4.14.

На верхнем графике видно, что ток практически достиг заданного значения, и ошибка по ускорению отсутствует. Небольшое несоответствие заданию объясняется тем, что регулятор попал в насыщение в момент выхода на заданный ток и накопил излишнюю интегральную составляющую. Второй график показывает изменение выхода ПИ-регулятора (штрихпунктирная линия), составляющей ПОСС (штрихованная линия) и их суммарного значения (сплошная линия) — воздействия на электрический преобразователь. Видно, что составляющая ПОСС растет пропорционально скорости, а выход регулятора застabilизировался на значении

$$\gamma_{p.r} = \frac{i_{\text{зад}} R_{\text{я}}}{U_{DC}}, \quad (4.36)$$

т.е. регулятор компенсирует падение напряжения на активном сопротивлении якоря. В момент достижения управляющим воздействием ограничения контур тока размыкается, а регулятор начинает интегрировать возросшую ошибку.

Характеристики системы с положительной обратной связью по скорости. Компенсация ЭДС

Положительная обратная связь по скорости является эффективным средством стабилизации тока. Этот способ обладает существенно большим быстродействием, чем регулирование по отклонению, т.е. последовательная коррекция. Так, при изменении скорости и соответственно ЭДС происходит синхронное изменение управляющего сигнала, т.е. система регулирования не дожидается возникновения ошибки в отработке, а упреждающим образом изменяет управляющее воздействие, добиваясь баланса между ЭДС преобразователя и двигателя.

Структура системы регулирования с ПОСС без ПИ-регулятора представлена на рис. 4.15. Она повторяет уже известную структуру рис. 4.6.

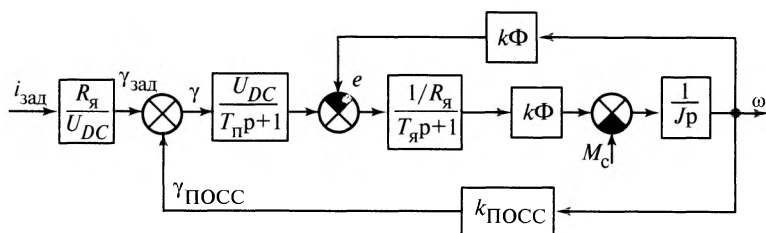


Рис. 4.15. Система с положительной обратной связью по скорости

Следует учитывать, что поддержание заданного тока исключительно с помощью ПОСС технически не всегда возможно, так как имеются нелинейности инвертора, нельзя точно знать значение $k\Phi$ или имеется погрешность в измеряемой скорости. Из-за наличия указанных погрешностей ЭДС двигателя будет либо перекомпенсироваться, либо недокомпенсироваться, поэтому ПОСС следует использовать совместно с ПИ-регулятором тока.

Подчиненное регулирование координат

Рассмотрим задачу стабилизации угловой скорости и проведем синтез регулятора скорости методом последовательной коррекции. Для этого получим передаточную функцию ДПТНВ. В прямой связи ДПТНВ присутствует функция

$$W_1(p) = \frac{1/R_{\text{я}}}{T_{\text{я}}p + 1} \frac{k\Phi}{Jp}, \quad (4.37)$$

в обратной связи

$$W_2(p) = k\Phi. \quad (4.38)$$

Известно, что передаточная функция замкнутой системы

$$W(p) = \frac{W_1(p)}{1 + W_1(p)W_2(p)}, \quad (4.39)$$

тогда после подстановки и упрощения передаточная функция ДПТНВ примет вид

$$W_{\text{ДПТНВ}}(p) = \frac{1/k\Phi}{(T_{\text{я}}p + 1)T_{\text{м}}p + 1}, \quad (4.40)$$

а всей системы «преобразователь — двигатель»:

$$W_{\text{п.д}}(p) = \frac{U_{\text{ДС}}}{T_{\text{п}}p + 1} \frac{1/k\Phi}{(T_{\text{я}}p + 1)T_{\text{м}}p + 1}. \quad (4.41)$$

Приняв $T_{\text{м}} = T_{\text{п}}$ и подставив (4.19) и (4.41) в выражение (4.15) при $a = 2$, получим:

$$W_{\text{р.с}}(p) = \frac{k\Phi T_{\text{я}} T_{\text{м}}}{2U_{\text{ДС}} T_{\text{м}}} p + \frac{k\Phi T_{\text{м}}}{2U_{\text{ДС}} T_{\text{м}}} + \frac{k\Phi}{2U_{\text{ДС}} T_{\text{м}} p} = k_{\text{д}} p + k_{\text{п}} + \frac{k_{\text{и}}}{p}, \quad (4.42)$$

где $W_{\text{р.с}}(p)$ — передаточная функция регулятора скорости.

Получился ПИД-регулятор скорости. Пуск системы с заданием скорости на уровне 90 рад/с показан на рис. 4.16.

Полученные графики скорости (рис. 4.16, а), напряжения якоря (рис. 4.16, б) и тока якоря (рис. 4.16, в) от времени показывают, что

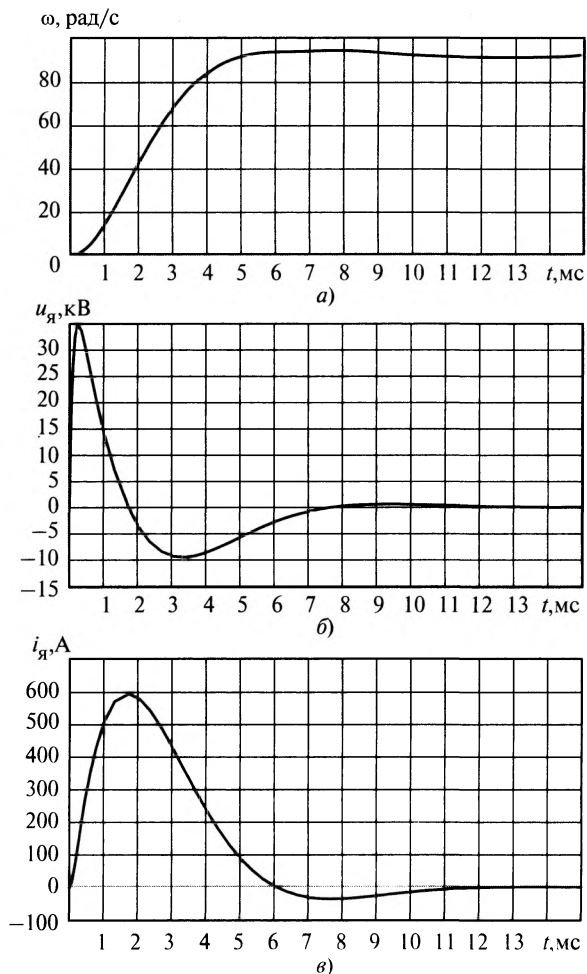


Рис. 4.16. Графики работы контура скорости с ПИД-регулятором

в таком виде система регулирования нереализуема. Для обеспечения требуемого качества и скорости переходного процесса потребовалось приложить к двигателю напряжение амплитудой 35 кВ, а ток якоря должен достичь 600 А, поэтому данный способ регулирования на практике не применяется, так как не позволяет ограничивать ток на допустимом уровне и учитывать ограничения, связанные с источником питания.

На практике применяется метод подчиненного регулирования, когда объект регулирования разбивается на несколько небольших последовательных звеньев. Так, в случае ДПТНВ уже был синтезиро-

ван контур тока, который (замкнутый единичной обратной связью по току) обладает передаточной функцией (4.20). Пусть $a = 2$, тогда выражение для замкнутого контура тока можно преобразовать:

$$W_{к.т}(p) = \frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p + 1) + 1} = \frac{1}{2T_{\mu}^2p^2 + 2T_{\mu}p + 1}. \quad (4.43)$$

Так как $2T_{\mu}^2p^2 \approx 0$, то (4.43) можно упростить:

$$W_{к.т}(p) = \frac{1}{2T_{\mu}p + 1}, \quad (4.44)$$

и структурная схема системы «преобразователь — двигатель» с контуром тока примет вид, показанный на рис. 4.17.

Для этой структуры можно синтезировать регулятор скорости, позволяющий стабилизировать скорость двигателя. Общая передаточная функция объекта для регулирования скорости с учетом механической части запишется в виде

$$W_{ОРС}(p) = \frac{k\Phi}{(2T_{\mu}p + 1)Jp}, \quad (4.45)$$

где $W_{ОРС}(p)$ — передаточная функция объекта регулирования контура скорости.

Малая постоянная времени определяется передаточной функцией свернутого контура тока. Поэтому в желаемой передаточной функции контура скорости используем удвоенное значение T_{μ} :

$$W_{ЖРС}(p) = \frac{1}{4T_{\mu}p(2T_{\mu}p + 1)}, \quad (4.46)$$

где $W_{ЖРС}$ — желаемая передаточная функция разомкнутого контура скорости.

Воспользовавшись выражением (4.15), определяем передаточную функцию регулятора скорости:

$$W_{р.с}(p) = \frac{1}{4T_{\mu}p(2T_{\mu}p + 1)} \frac{(2T_{\mu}p + 1)Jp}{k\Phi} = \frac{J}{4k\Phi T_{\mu}}. \quad (4.47)$$

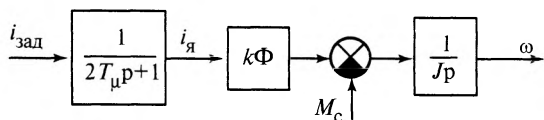


Рис. 4.17. Структурная схема системы «преобразователь — двигатель» с контуром тока

Получился пропорциональный регулятор. Двухконтурная система *подчиненного регулирования* с внутренним контуром тока и внешним контуром скорости показана на рис. 4.18. Термин «подчиненное регулирование» показывает, что внутренний контур подчинен внешнему. Следует отметить следующие свойства системы:

время переходного процесса в контуре скорости в два раза больше, чем в контуре тока. Это связано с тем, что малая постоянная времени увеличивается в два раза при замыкании каждого следующего контура;

система с пропорциональным регулятором (П-регулятором) скорости имеет статические характеристики по возмущению, т.е. при увеличении момента сопротивления на валу двигателя растет ошибка поддержания заданной скорости. Если необходимо получить астатические характеристики, то регулятор синтезируют, используя желаемую функцию СО (4.21) или просто добавляют интегральную составляющую к П-регулятору, рассчитанному по (4.47);

выход регулятора скорости следует ограничивать, чтобы не допускать больших заданий токов.

Значение коэффициента регулятора скорости может быть пояснено следующим образом. При наличии некоего рассогласования между заданной и текущей скоростями регулятор скорости выдает такое задание на ток, что двигатель не успеет под действием этого тока уменьшить ошибку по скорости более чем в два раза. Если задать больший коэффициент, то, приближаясь к заданному значению, регулятор скорости будет изменять задание тока, а контур тока не будет успевать отрабатывать изменения задания — получится колебательный переходный процесс.

На рис. 4.19 показаны графики отработки системой скачка задания скорости 50 рад/с (рис. 4.19, а). Из графиков следует, что почти все время переходного процесса регулятор скорости (РС) находился в насыщении и выдавал максимальное задание регулятору тока (РТ), равное 15 А (штрихованная линия на рис. 4.19, б). Регулятор тока обеспечивает заданный регулятором скорости ток. Когда ошибка на входе регулятора скорости стала небольшой и регулятор вышел из насыщения (момент времени 0,065 с), то стало снижаться задание тока, а вместе с ним и реальный ток (сплошная линия на рис. 4.19, б).

Перерегулирование в 5 % необходимо оценивать относительно скорости в тот момент времени, когда регулятор скорости вышел из насыщения. Время переходного процесса также отсчитывается от этой точки. Неполное соответствие времени переходного процесса и перерегулирования расчетному возникает из-за упрощения передаточной функции замкнутого контура тока при переходе от выражения (4.43) к (4.44) и небольшой «лишней» интегральной составляющей,

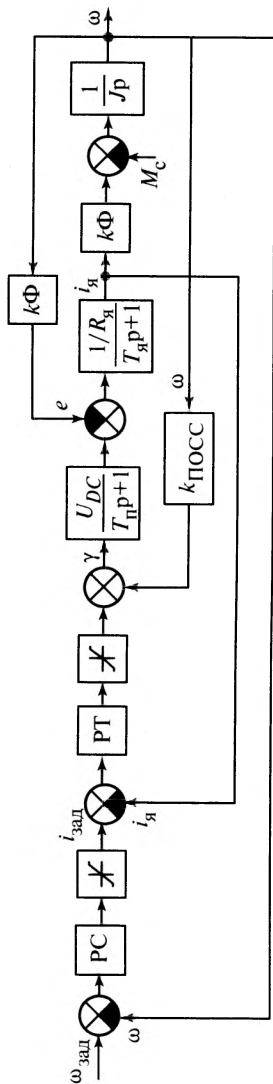


Рис. 4.18. Система подчиненного регулирования

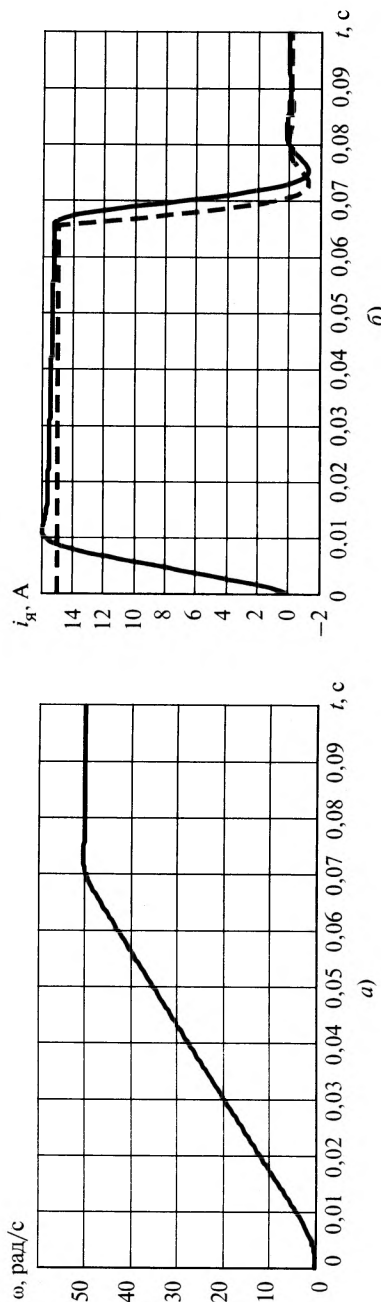


Рис. 4.19. Графики работы системы подчиненного регулирования

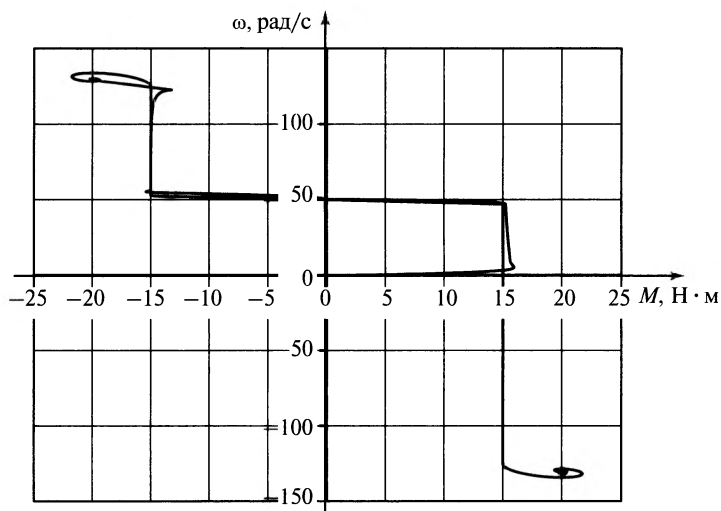


Рис. 4.20. Динамическая механическая характеристика двухконтурной системы управления ДПТНВ

которая успела накопиться, пока регулятор тока при пуске был в насыщении.

На рис. 4.20 показана динамическая механическая характеристика двухконтурной системы управления, снятая при следующих условиях: сначала осуществлен пуск без нагрузки, и электропривод разогнался до заданной скорости 50 рад/с, затем к валу прикладывается нарастающая нагрузка до 20 Н · м, сонаправленная по знаку с направлением вращения, которая раскручивает привод выше скорости задания, затем нагрузка плавно уменьшается, меняет знак и достигает 20 Н · м, тормозит привод.

В самом начале система запускается без нагрузки на заданную скорость. При разгоне задание тока, получаемое от регулятора скорости, ограничено на допустимом уровне. При приближении к заданной скорости контур скорости замыкается и начинается регулирование изменением задания контуру тока. Привод выходит с небольшим перерегулированием на заданную скорость.

После к валу двигателя начинает прикладываться момент, сонаправленный с направлением вращения и вызывает увеличение скорости двигателя пропорционально приложенному моменту нагрузки. Можно рассчитать жесткость замкнутой характеристики. Для этого обратимся к структуре системы регулирования рис. 4.18. На входе имеется сумматор, вычисляющий рассогласование по скорости, затем пропорциональный коэффициент регулятора тока, затем контур тока, который на своем выходе в статике повторяет задание

и через $k\Phi$ получает момент. Значит, от рассогласования по скорости до момента есть только коэффициент регулятора скорости и $k\Phi$, тогда жесткость замкнутой системы можно записать как

$$\beta_3 = \frac{\Delta M}{\Delta \omega} = k_{p.c} k\Phi = \frac{J k\Phi}{4T_\mu k\Phi} = \frac{J}{4T_\mu}. \quad (4.48)$$

При достижении ограничения задания тока в 15 А контур скорости размыкается и остается в работе контур тока. Он стабилизирует ток в процессе дальнейшего роста скорости до того момента, когда регулятор тока войдет в насыщение, и преобразователь напряжения получит максимальное задание. В этот момент система становится полностью разомкнутой, и двигатель выходит на характеристику при максимальном напряжении питания.

Когда момент нагрузки постепенно уменьшается (по модулю), система вновь начинает стабилизировать ток и возвращается к заданной скорости. После смены знака момента нагрузки система подчиненного регулирования также попадает в режим токоограничения, только на этот раз в двигательном режиме. Стабилизация тока продолжается до тех пор, пока двигатель не выйдет на минимальное напряжение питания и опять окажется на своей естественной характеристике только при минимальном напряжении питания.

На примере двухконтурной системы с внутренним контуром тока и внешним контуром скорости был рассмотрен принцип подчиненного регулирования координат. Следует отметить, что контуров в общем случае может быть больше двух. Так, к имеющейся системе регулирования можно добавить контур положения, и система станет трехконтурной. Для систем подчиненного регулирования можно сформулировать основные свойственные им особенности:

быстродействие каждого следующего внешнего контура в два раза медленнее предыдущего внутреннего;

контуры следует настраивать по очереди: сначала внутренний, потом последовательно все внешние;

внешний контур воздействует на внутренний, и выход его регулятора должен быть ограничен на приемлемом для внутреннего контура уровне.

Наблюдатель. Бездатчиковая система управления для двигателя постоянного тока

В реальности не всегда имеется возможность использовать все необходимые датчики физических величин. Так, практически во всех случаях крайне нежелательно устанавливать на вал двигателя датчик скорости или положения по соображениям цены, надежности, защищенности от внешних факторов (влаги, пыли) и т.д., но и использо-

вать систему без обратных связей тоже нельзя. Тогда на помощь приходит математический аппарат, называемый «наблюдателем».

Наблюдатель — это математическая модель технического объекта, которая позволяет по известным управляющим воздействиям и некоторым прямо измеряемым переменным состояния оценивать значения неизмеряемых переменных состояния. Существует много видов наблюдателей, которые сильно различаются по принципу своего построения и работы и методу наблюдения за неизмеряемым параметром или его оценки. Рассмотрим несколько примеров.

Разомкнутый наблюдатель. В качестве самого простого примера возьмем наблюдатель функции $k\Phi$ для ДПТНВ. Пусть цепь возбуждения и коэффициент $k\Phi$ описываются уравнениями

$$\left. \begin{aligned} u_{o.B} &= i_{o.B} R_{o.B} + L_{o.B} \frac{di_{o.B}}{dt}; \\ k\Phi &= f(i_{o.B}), \end{aligned} \right\} \quad (4.49)$$

тогда, воспользовавшись структурной схемой рис. 4.21, можно при известном напряжении питания обмотки возбуждения получить оценку $\hat{k\Phi}$.

На вход наблюдателя поступает напряжение обмотки возбуждения ДПТНВ, которое система управления прикладывает к ней посредством преобразователя. Далее, разница между входным напряжением и падением напряжения на активном сопротивлении обмотки интегрируется на индуктивности, и получается ток обмотки, а потом по заданной зависимости оценивается значение $k\Phi$.

В качестве *достоинств* данного типа наблюдателя следует выделить простоту реализации и минимальное количество измеряемых переменных. *Недостатками* являются: сильная зависимость точности оценки от точности модели объекта и отсутствие контроля теплового и иных уходов.

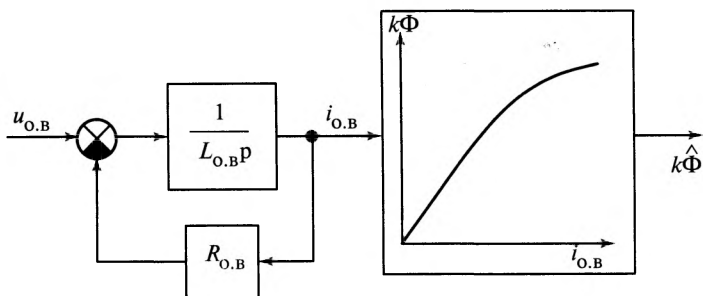


Рис. 4.21. Разомкнутый наблюдатель $k\Phi$

Наблюдатель с релейной обратной связью. Рассмотрим наблюдатель, который будет оценивать ЭДС двигателя постоянного тока. Структурная схема якоря двигателя представлена в верхней части рис. 4.22. Наблюдатель, изображенный ниже, будет повторять структуру якоря, однако ЭДС неизвестна. Включим в состав якоря инерционное звено с параметрами якорной цепи, которые должны быть известны с определенной точностью. На входе будет напряжение, прикладываемое к двигателю, которое мы знаем, так как задаем его, а на выходе появляется оценка тока якоря.

Сравним измеренный ток якоря и оцененный. Когда к двигателю приложено положительное напряжение питания и его скорость больше нуля, то и ЭДС больше нуля. Предположим, что оценка ЭДС равна нулю. Тогда в наблюдателе напряжение не уравнивается ЭДС, как в реальном двигателе, а значит, ток на выходе инерционного звена, представляющего собой модель якорной цепи, будет больше измеренного. Это означает, что оцененную ЭДС необходимо увеличить. Воспользуемся релейным элементом для задания ЭДС. Выход релейного элемента должен принимать значения, большее или равное максимальному возможному значению ЭДС и меньшее или равное минимальному возможному значению ЭДС.

При таком построении наблюдателя релейный выход ЭДС воздействует на инерционное звено, представляющее собой якорь,

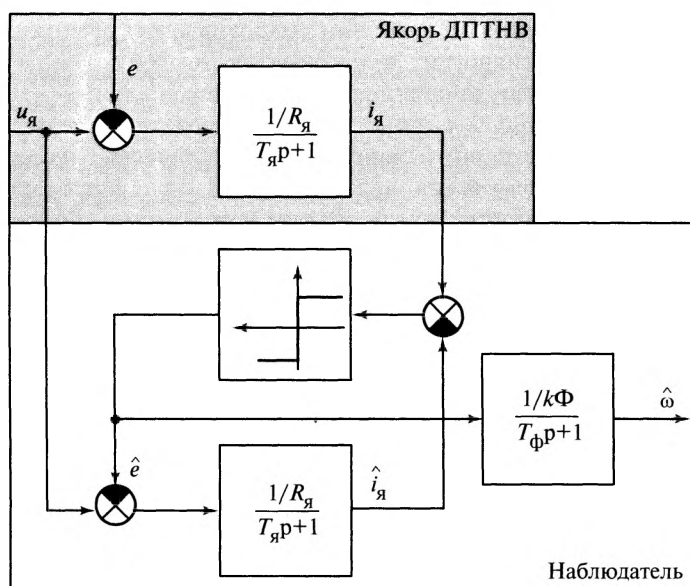


Рис. 4.22. Структура якоря ДПТНВ и релейный наблюдатель ЭДС двигателя

и оцененный ток будет стремиться к измеренному значению. В данном конкретном случае релейный элемент, по сути, является релейным регулятором оценки тока. Если теперь отфильтровать релейный сигнал переключений релейного элемента, то получится значение, приблизительно равное ЭДС, т.е. оценка ЭДС (см. рис. 4.22). Работа наблюдателя ЭДС с релейным элементом представлена на рис. 4.23.

На графике зависимости скорости от времени тонкой линией представлена реальная скорость, жирной линией — оценка скорости. Следует учитывать, что при быстром изменении скорости возникает запаздывание на фильтрующем элементе. Кроме того, между моментом времени 0,24 и 0,33 с видно, что скорость не наблюдается. Это произошло потому, что ЭДС двигателя превысила уровень максимального напряжения релейного элемента оценки ЭДС — наблюдатель разомкнулся (см. рис. 4.23, график оценки ЭДС от времени). Чтобы избежать данной проблемы, следует увеличить ограничения релейного элемента. На графике тока от времени тонкой линией изображен переходный процесс в контуре тока, а жирной линией — оценка тока. В верхней части графика хорошо видна работа релейного наблюдателя ЭДС, который, переключая оценку ЭДС между

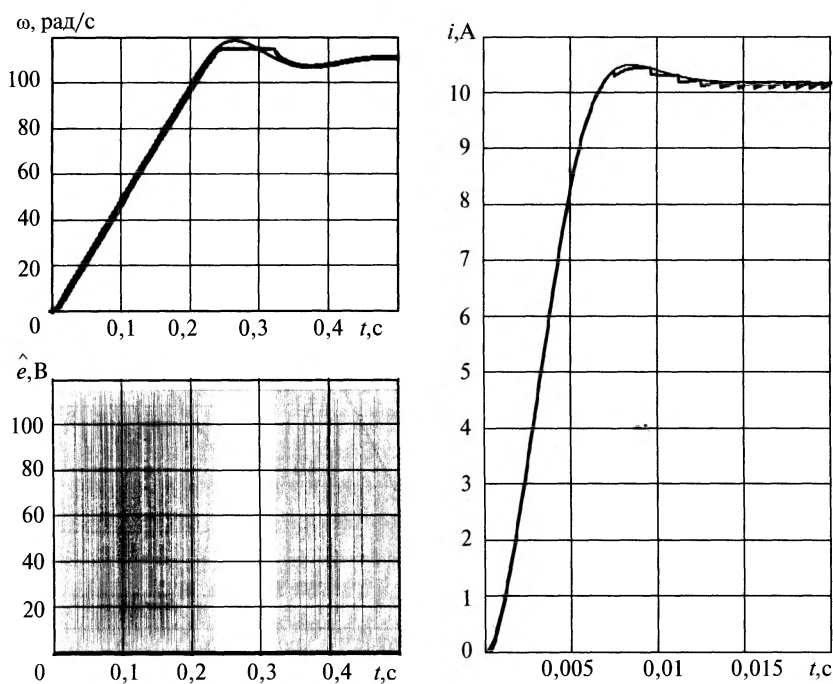


Рис. 4.23. Осциллограмма работы релейного наблюдателя ЭДС

минимальным и максимальным значениями, удерживает оценку тока вблизи измеренного значения.

Фильтрованную оценку ЭДС двигателя можно использовать для вычисления оценки скорости двигателя при известном $k\Phi$. Следует отметить, что данный наблюдатель всегда устойчивый, однако при малом моменте инерции фильтрующий элемент вносит сильную задержку в оценку ЭДС, которая может снижать показатели двухконтурной системы регулирования, замкнутой по этой оценке. В этом случае контур регулирования скорости следует делать достаточно медленным, чтобы избежать колебательности.

Наблюдатель с ПИ-регулятором в обратной связи. Чтобы избежать использования фильтра, можно вместо релейного элемента использовать ПИ-регулятор оцениваемого тока (рис. 4.24). Тогда можно получить значительно более точное приближение к реальному значению с меньшим запаздыванием во времени. Так как ПИ-регулятор охватывает только инерционное звено (якорную цепь), то он устойчив в широком диапазоне изменения параметров. Кроме того, для каждой точки его расчет можно проводить многократно, итерационно приближаясь к точному значению. Однако в этом случае выход регулятора будет содержать помехи от шума в измерении тока, что приведет к сильному дрожанию выходного сигнала наблюдателя, поэтому не самая быстрая настройка регулятора позволяет ему быть одновременно фильтром. Для достижения требуемого качества фильт-

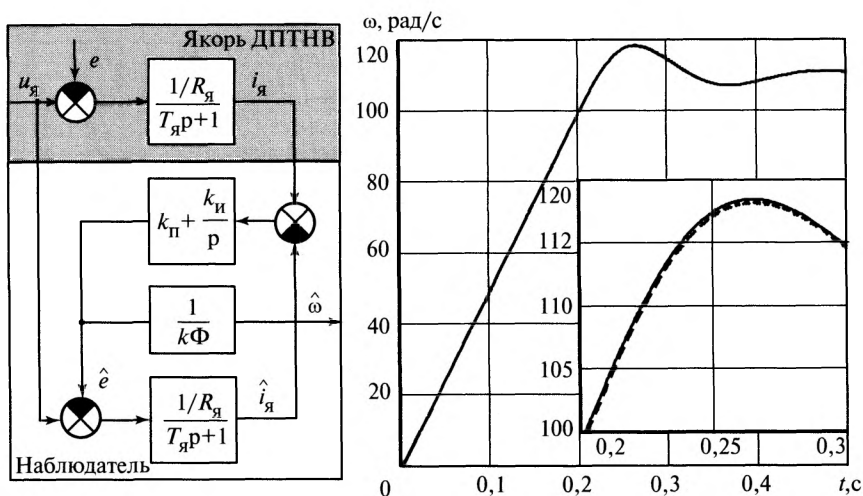


Рис. 4.24. Структура наблюдателя с ПИ-регулятором оценки тока и результат его работы

рации и скорости работы наблюдателя параметры регулятора следует настраивать эмпирически.

Переходный процесс на рис. 4.24 содержит графики изменения реальной скорости во времени (сплошная линия) и наблюдаемой скорости (штрихованная линия). По увеличенному участку графика видно, что эти две кривые значительно ближе друг к другу, чем аналогичные в системе с релейным наблюдателем.

Наблюдатель ЭДС из уравнения равновесия якоря ДПТНВ. Если для одной точки провести расчет регулятора несколько раз, то получится точное значение ЭДС для измеренных величин и известных параметров модели объекта. Данный результат можно получить, решая дифференциальное уравнение равновесия якорной цепи

$$u_{\text{я}} = e + i_{\text{я}} R_{\text{я}} + L_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}}}{dt}. \quad (4.50)$$

В этом уравнении кроме параметров двигателя известны напряжение якоря и текущее значение тока якоря. Для вычисления производной тока якоря во времени можно воспользоваться выражением

$$\frac{di_{\text{я}}}{dt} \approx \frac{i_{\text{я}}[k] - i_{\text{я}}[k-1]}{T_{\text{ШИМ}}}, \quad (4.51)$$

где $i_{\text{я}}[k]$ — значение тока якоря на текущем периоде ШИМ (или квантовании наблюдателя, если используется другая частота); $i_{\text{я}}[k-1]$ — значение тока якоря на предыдущем периоде ШИМ и $T_{\text{ШИМ}}$ — период широтно-импульсной модуляции. Тогда оценку ЭДС можно получить, используя выражение

$$\hat{e} = u_{\text{я}} - i_{\text{я}}[k] R_{\text{я}} - L_{\text{я}} \frac{i_{\text{я}}[k] - i_{\text{я}}[k-1]}{T_{\text{ШИМ}}}. \quad (4.52)$$

Данный наблюдатель наиболее быстро оценивает ЭДС. Хотя данная форма имеет операцию дифференцирования, что неизбежно будет приводить к дрожанию сигнала оценки ЭДС из-за шума в измерении тока, но сам результат представляет собой то значение, к которому стремятся релейный наблюдатель и наблюдатель с ПИ-регулятором. Для уменьшения дрожания оценки ЭДС можно применять фильтр, который будет иметь меньшую постоянную времени, чем фильтр для релейного наблюдателя. Основные характеристики наблюдателей можно свести в табл. 4.2.

Таблица 4.2

Характеристики разных типов наблюдателей

Тип наблюдателя	Релейный с фильтром	ПИ-регулятор	Непосредственное вычисление
Принцип работы	Однобитный АЦП с ВЧ-фильтром	Последовательное приближение к истинному значению	Расчет истинного значения
Скорость оценки	Зависит от времени фильтрации. Приблизительно $1/n$, где n — постоянная времени фильтра в периодах дискретизации	Приблизительно четыре вызова ПИ-регулятора	Один такт — оценка доступна в требуемый момент времени
Вычислительные ресурсы	Требуется вычисление после каждого преобразования АЦП. Для приводов переменного тока не менее 8 раз на периоде ШИМ. Вычисление уравнений модели, компарирование, инерционный фильтр или фильтр скользящего среднего	Требуется вычисление после каждого преобразования АЦП. Достаточно четырех раз на периоде ШИМ. Вычисление уравнений модели, вычисление регулятора	Для простой модели три операции умножения с накоплением
Необходимость фильтрации по входу	Не требуется	Не требуется, хотя при большом коэффициенте пропорциональной составляющей регулятора шум в измерении тока будет проходить на выход наблюдателя	Лучшие показатели могут быть получены при усреднении входного тока по четырем или восьми выборкам на периоде ШИМ
Необходимость фильтрации по выходу	Не требуется. Фильтр встроен в структуру наблюдателя	Не требуется. Фильтр встроен в структуру наблюдателя	В зависимости от дальнейшего способа использования оценки переменной. Например, если ЭДС используется для вычисления обратной связи для регулятора скорости, то требуется фильтрация

Наблюдаемость переменных состояния. Применение наблюдателей тесно связано с термином наблюдаемости. «Наблюдаемость» — возможность оценить значение переменной состояния по поведению системы. Наблюдатели предназначены для уменьшения количества датчиков и оценки переменных состояния по изменению или значениям других переменных состояния, но для этого должны быть созданы условия, обеспечивающие связь между измеряемыми переменными и наблюдаемыми. Приведем простой пример. Пусть электропривод вращается с постоянной заданной угловой скоростью. Наблюдатель должен осуществлять оценку момента инерции электропривода. Механическая часть системы описывается уравнением

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}. \quad (4.53)$$

Так как скорость постоянна по условию задачи, то $d\omega/dt = 0$, значит, определить момент инерции не представляется возможным, т.е. наблюдаемость момента инерции механизма появляется лишь в том случае, если механизм изменяет скорость.

Применение наблюдателей в системах управления. Разработанный выше наблюдатель ЭДС можно использовать для оценки скорости электропривода в двухконтурной системе подчиненного регулирования, представленной на рис. 4.25. В этой структуре регулятор скорости замкнут по оцененной переменной состояния, что приводит к запаздыванию в канале измерения скорости. Теперь для контура скорости следует применить другую некомпенсируемую постоянную

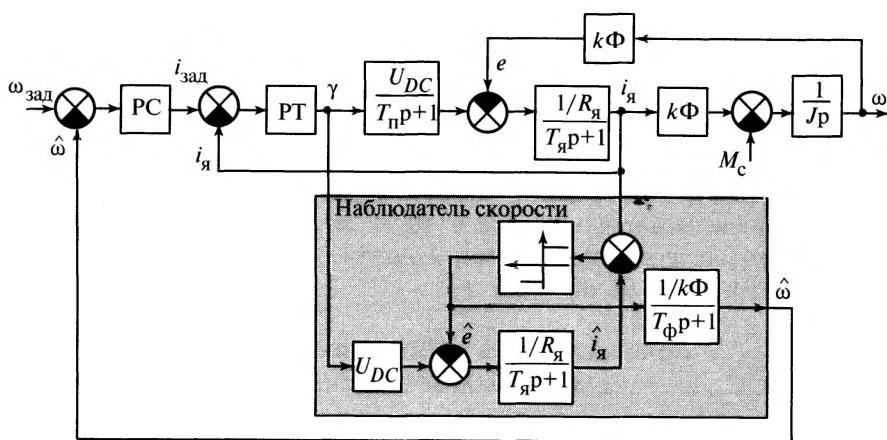


Рис. 4.25. Двухконтурная система подчиненного регулирования с наблюдателем скорости

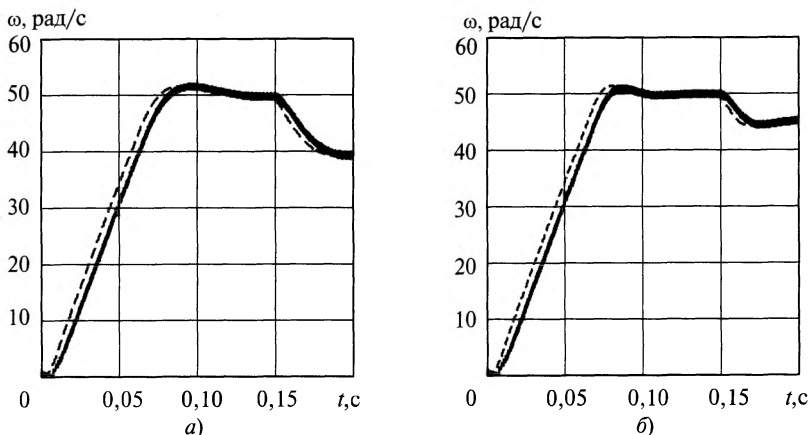


Рис. 4.26. Осциллограммы работы системы с наблюдателем и двумя возможными настройками бездатчиковой системы

времени, которой может стать постоянная времени фильтра в наблюдателе:

$$W_{p.c}(p) = \frac{(T_{\Phi}p + 1)Jp}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p + 1)k_{\Phi}} = \frac{J}{2T_{\mu}k_{\Phi}}, \quad (4.54)$$

либо сам момент инерции и k_{Φ} , если их отношение меньше T_{Φ} :

$$W_{p.c}(p) = \frac{(T_{\Phi}p + 1)Jp}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p + 1)k_{\Phi}} = \frac{(T_{\Phi}p + 1)}{(T_{\mu}p + 1)} = \frac{T_{\Phi}p + 1}{\frac{J}{2k_{\Phi}}p + 1}. \quad (4.55)$$

Переходные процессы для рассмотренных случаев приведены на рис. 4.26, где штрихованной линией показана реальная скорость, а сплошной — наблюдаемая. На рис. 4.26, а изображен переходный процесс в системе с регулятором скорости, настроенным по уравнению (4.54), а на рис. 4.26, б, — процесс с передаточной функцией регулятора (4.55). Через 0,15 с после запуска системы к валу двигателя прикладывается нагрузка в 10 Н·м. Так как оба регулятора не имеют интегральной составляющей, то приложение нагрузки приводит к изменению скорости.

Положительная обратная связь по току для стабилизации скорости

Используя положительную обратную связь по току (ПОСТ), можно компенсировать приложенный к приводу момент сопротивления, являющийся возмущающим воздействием для контура скорости.

Суть метода заключается в увеличении сигнала задания пропорционально изменению момента сопротивления. В отличие от случая с контуром тока и ПОСС, где прямым способом можно провести измерение скорости и соответственно ЭДС, практически никогда нет технической возможности измерять момент сопротивления напрямую. Поэтому момент сопротивления в реальном приводе можно лишь оценить с помощью наблюдателя.

Для оценки момента сопротивления можно из текущего момента двигателя, вычисляемого по измеренному току якорной цепи и известному коэффициенту $k\Phi$, вычесть динамический момент, вычисляемый путем дифференцирования скорости, получаемой из наблюдателя скорости. Так как дифференцирование будет проводиться реально-дифференцирующим звеном, чтобы избежать повышенной зашумленности сигнала динамического момента, текущий момент двигателя также следует пропустить через фильтр с той же постоянной времени, что и фильтр реально-дифференцирующего звена. Структура двухконтурной системы управления показана на рис. 4.27, а на рис. 4.28 представлены результаты работы и обработки скачка момента нагрузки.

Коэффициент положительной связи по току в данном случае корректнее назвать коэффициентом положительной связи по моменту. Он должен обеспечивать такую прибавку к ошибке на входе регулятора, чтобы на выходе регулятора сформировалось задание на ток, которое будет равно току, обеспечивающему преодоление момента

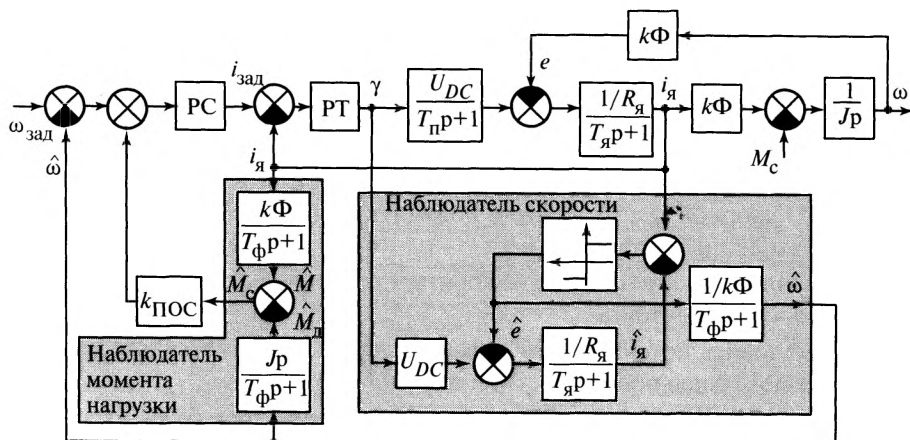


Рис. 4.27. Двухконтурная система управления с ПОС по оценке момента:

$\hat{M}_d$ — оценка динамического момента

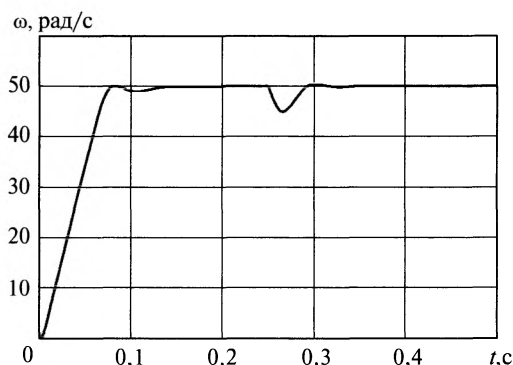


Рис. 4.28. График работы двухконтурной системы с ПОС по оценке момента

нагрузки. Для данной схемы коэффициент положительной обратной связи будет равен:

$$k_{\text{ПОС}} = \frac{1}{k_{\Phi} k_{\text{р.с}}} . \quad (4.56)$$

4.3. Двухзонное регулирование

Рассмотренная система с подчиненным регулированием координат стабилизирует момент на валу в переходных режимах и при больших нагрузках и скорость двигателя, когда требуемый для создания момента ток не превышает установленного ограничения регулятора скорости. Кроме того, сверху по скорости система ограничена максимальным выходным напряжением преобразователя, определяющегося напряжением питающей сети или напряжением звена постоянного тока и номинальным напряжением двигателя. Если же необходимо работать на скоростях выше номинальной или ограниченной возможностями преобразователя, то для этого необходимо ослабить поток $k\Phi$. Тогда при одном и том же допустимом или реализуемом напряжении якорной цепи можно получить семейство характеристик на повышенных скоростях.

Возникает вопрос, каков алгоритм ослабления поля? Предложим несколько вариантов:

- установить поток/ток возбуждения, который требуется для достижения максимальной скорости, и не менять его;

- задать функциональную зависимость между скоростью и требуемым потоком/током возбуждения;

- применить регулятор, который будет ослаблять поле в случае необходимости.

необходимо корректировать кривую в зависимости от уровня текущего напряжения, либо надо изначально настроить ее на худший вариант, что не очень хорошо, так как привод переходит в ослабление поля слишком рано и отношение мощности к току получается ниже, чем для оптимального режима. Второй проблемой является неоднозначность кривой намагничивания двигателя, что требует также закладывать некоторый допуск в функциональную зависимость. Поэтому применение данной схемы ослабления поля нельзя рекомендовать для реализации на практике.

Для того чтобы ослаблять поле настолько, насколько это действительно нужно, необходимо понять, когда требуется ослабить поле. Необходимость ослабления поля связана с тем, что мы не можем выдать на двигатель большее напряжение для дальнейшего увеличения скорости, чем позволяет инвертор или изоляция двигателя. Но этот момент не наступает неожиданно, его можно отследить. Это происходит, когда задание напряжения на силовой преобразователь (выход регулятора тока и компенсация ЭДС) достигает максимального значения. А так как преимущественно задание напряжения определяется ЭДС двигателя и в меньшей степени падением на сопротивлении якорной цепи, то остается реализовать регулятор, который будет следить, чтобы выходное напряжение не превышало максимального значения.

Так как основная составляющая выходного напряжения преобразователя определяется ЭДС двигателя и именно ее, в конечном счете, необходимо стабилизировать, то данный регулятор называют регулятором ЭДС. Регулятор может воздействовать непосредственно на напряжение питания обмотки возбуждения или на задание ее тока. Если он воздействует на напряжение питания, то такой регулятор можно сделать релейным, однако при глубоком ослаблении поля будут наблюдаться пульсации момента; если он воздействует на ток, то он должен быть пропорционально-интегрального типа. Структурная схема двухзонной системы управления представлена на рис. 4.30.

В представленной структуре в качестве стабилизируемой величины выступает сигнал управления силовым преобразователем, подключенным к якорной цепи. Сигнал сравнивается с уровнем, например, 90 %, и если выходной сигнал регулятора тока якоря меньше, то регулятор ЭДС выдает максимальное задание на ток обмотки возбуждения; если больше, то регулятор ЭДС снижает задание на ток обмотки возбуждения, уменьшая поток и добиваясь, чтобы сигнал управления оставался в области 90 % номинала. Небольшой запас в 10 % необходим для обеспечения динамики контура тока якоря, чтобы в любой момент времени система управления могла при необходимости увеличить ток. При необходимости данная уставка может быть изменена.

ческой характеристики (рис. 4.31, б) видно, что ток якоря практически постоянен на всем этапе разгона. Графики (рис. 4.31, в) изменения управляющего воздействия преобразователя якорной цепи (сплошная линия) и потока машины (штрихованная линия) имеют четыре характерных участка. На первом происходит рост управляющего воздействия при постоянстве потока. Через 0,7 с после пуска управляющее воздействие достигает 90 % максимального и начинается режим ослабления поля. При достижении заданной скорости (время 1,25 с) включается в работу регулятор скорости и тока, что приводит к быстрому изменению управляющего воздействия. В переходном процессе доля составляющей от изменения тока на индуктивности якоря становится сопоставимой с ЭДС двигателя, что вызывает реакцию в регуляторе ЭДС. На четвертом участке привод вышел на заданную скорость, переходный процесс закончился, а управляющее воздействие застabilизировалось на 90 % максимального значения.

Следует отметить, что в предложенной структуре имеются режимы, когда регулятор ЭДС работает не так, как это требуется. Регулятор реагирует на изменение тока в индуктивности якорной цепи. Из-за этой быстрой реакции при выходе на заданную скорость происходит несвоевременное увеличение магнитного потока, что приводит к выходу управляющего воздействия на ограничение. Подобная ситуация происходит и при пуске двигателя, где работа регулятора не требуется, но управляющее воздействие достигает максимума. Чтобы избежать ослабления поля при пуске, регулятор ЭДС должен быть отключен пока скорость ниже 50 рад/с.

4.4. Модальное управление

Существуют системы электропривода, регулирование которых привычными способами, такими как ПИ-регуляторы технологического параметра, неэффективно. Это могут быть, например, многомассовые электроприводы, стабилизация которых по выходной координате не отвечает требованиям по быстродействию из-за большого числа контуров системы.

Идея модального управления заключается в замыкании системы по максимальному числу переменных состояния, чтобы характеристический полином результирующей структуры имел желаемые свойства, такие как время переходного процесса и перерегулирование. Рассмотрим простейший пример синтеза модального регулятора для двигателя постоянного тока, питающегося от безынерционного

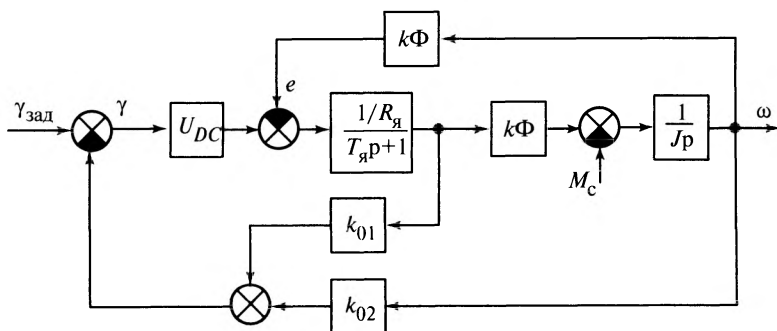


Рис. 4.32. Структура для синтеза модального регулятора

преобразователя (рис. 4.32). Данная система имеет два переменных состояния: ток и скорость, по которым она и будет замкнута с помощью коэффициентов k_{01} и k_{02} .

Запишем уравнения системы

$$\left. \begin{aligned} R_{я} i_{я} (T_{я} p + 1) &= u - e; \\ e &= k\Phi \omega; \\ M &= k\Phi i_{я}; \\ Jp\omega &= M - M_c; \\ u &= U_{DC} \gamma; \\ \gamma &= \gamma_{зад} - k_{01} i_{я} - k_{02} \omega. \end{aligned} \right\} \quad (4.57)$$

Выразим скорость через управляющее воздействие $\gamma_{зад}$. Сначала напомним уравнение для тока:

$$\begin{aligned} i_{я} &= \frac{u - e}{R_{я} (T_{я} p + 1)} = \frac{U_{DC} \gamma - k\Phi \omega}{R_{я} (T_{я} p + 1)} = \\ &= \frac{U_{DC} \gamma_{зад} - U_{DC} k_{01} i_{я} - U_{DC} k_{02} \omega - k\Phi \omega}{R_{я} (T_{я} p + 1)}; \end{aligned} \quad (4.58)$$

$$i_{я} = \frac{U_{DC} \gamma_{зад} - (U_{DC} k_{02} + k\Phi) \omega}{R_{я} \left[T_{я} p + \left(1 + \frac{U_{DC}}{R_{я}} k_{01} \right) \right]}. \quad (4.59)$$

Подставим его в уравнение механики:

$$J_p \omega = k\Phi \frac{U_{DC} \gamma_{\text{зад}} - (U_{DC} k_{02} + k\Phi) \omega}{R_{\text{я}} \left[T_{\text{я}} p + \left(1 + \frac{U_{DC}}{R_{\text{я}}} k_{01} \right) \right]} - M_{\text{с}}. \quad (4.60)$$

Разделим обе части уравнения на жесткость естественной характеристики $\beta = (k\Phi)^2/R_{\text{я}}$:

$$T_{\text{м}} p \omega = \frac{U_{DC} \gamma_{\text{зад}} - (U_{DC} k_{02} + k\Phi) \omega}{k\Phi \left[T_{\text{я}} p + \left(1 + \frac{U_{DC}}{R_{\text{я}}} k_{01} \right) \right]} - \frac{M_{\text{с}}}{\beta} \quad (4.61)$$

и вынесем в левую часть составляющие со скоростью, а в правую — составляющие по управлению и моменту нагрузки:

$$\begin{aligned} & \left[T_{\text{м}} T_{\text{я}} p^2 + \left(1 + \frac{U_{DC}}{R_{\text{я}}} k_{01} \right) T_{\text{м}} p + \left(\frac{U_{DC}}{k\Phi} k_{02} + 1 \right) \right] \omega = \\ & = \frac{U_{DC}}{k\Phi} \gamma_{\text{зад}} - \frac{M_{\text{с}}}{\beta} \left[T_{\text{я}} p + \left(1 + \frac{U_{DC}}{R_{\text{я}}} k_{01} \right) \right]. \end{aligned} \quad (4.62)$$

Для полученного уравнения определим коэффициенты при операторах дифференцирования:

$$\left. \begin{aligned} D_0 &= T_{\text{м}} T_{\text{я}}; \\ D_1 &= \left(1 + \frac{U_{DC}}{R_{\text{я}}} k_{01} \right) T_{\text{м}}; \\ D_2 &= 1 + \frac{U_{DC}}{k\Phi} k_{02}; \\ B_0 &= 1 + \frac{U_{DC}}{R_{\text{я}}} k_{01}; \\ B_1 &= T_{\text{я}}, \end{aligned} \right\} \quad (4.63)$$

а упрощенное уравнение запишется в следующем виде:

$$(D_0 p^2 + D_1 p + D_2) \omega = k_0 \gamma_{\text{зад}} - \frac{M_{\text{с}}}{\beta} (B_0 p + B_1), \quad (4.64)$$

где $k_0 = U_{DC}/(k\Phi)$.

Чтобы система управления приобрела желаемые свойства, необходимо привести полученное характеристическое уравнение $D_0 p^2 + D_1 p + D_0 = 0$ к одному из нормированных уравнений, изменяя коэффициенты обратных связей k_{01} и k_{02} . Варианты нормированных уравнений приведены в табл. 4.3 [38].

Для нашего случая подходят нормированные уравнения второго порядка вида

$$S^2 + C_1 S + 1 = 0, \quad (4.65)$$

где $S = p/\omega_6 = d/d\tau$; ω_6 — базовая скорость; τ — относительное время; C_1 — коэффициент полинома при первой степени.

Таблица 4.3

Нормированные уравнения

Нормированное уравнение	Перерегулирование σ , %	Относительное время переходного процесса $\tau_{п.п}$	Условия определения коэффициентов уравнения
$S^2 + 2S + 1$	0	4,8	Биноминальное разложение $(S + 1)^n$
$S^3 + 3S^2 + 3S + 1$	0	6,3	
$S^4 + 4S^3 + 6S^2 + 4S + 1$	0	7,5	
$S^5 + 5S^4 + 10S^3 + 10S^2 + 5S + 1$	0	9,1	
$S^2 + \sqrt{2} S + 1$	4,5	2,8	Разложение по Баттерворду $\sqrt{\alpha^2 - \omega^2} = \omega_6$
$S^3 + 2S^2 + 2S + 1$	7,1	5,9	
$S^4 + 2,6S^3 + 3,4S^2 + 2,6S + 1$	12	6,9	
$S^5 + 3,24S^4 + 5,24S^3 + 5,24S^2 + 3,24S + 1$	9,5	7,8	
$S^2 + \sqrt{2} S + 1$	4,5	2,8	Модульный оптимум
$S^3 + 2S^2 + 2S + 1$	7,1	5,9	
$S^4 + 2,82S^3 + 4S^2 + 2,82S + 1$	6,2	7,0	
$S^5 + 4S^4 + 8S^3 + 8S^2 + 4S + 1$	5	7,5	
$S^2 + \sqrt{2} S + 1$	4,5	2,8	Минимум интеграла $\int_0^\infty t 1-x dt$
$S^3 + 1,75S^2 + 2,15S + 1$	3	3,6	
$S^4 + 2,1S^3 + 3,4S^2 + 2,7S + 1$	10	4,7	
$S^5 + 2,8S^4 + 5S^3 + 5,6S^2 + 3,4S + 1$	6	7,8	

Все нормированные уравнения представлены в относительном времени. Вы можете выбрать любую базовую частоту и обеспечить любое время переходного процесса при синтезе модального регулятора. Перепишем нормированное уравнение в физическом времени:

$$\frac{p^2}{\omega_0^2} + C_1 \frac{p}{\omega_0} + 1 = 0, \quad (4.66)$$

умножим его на ω_0^2 :

$$p^2 + C_1 \omega_0 p + \omega_0^2 = 0. \quad (4.67)$$

Теперь приведем к аналогичному виду левую часть уравнения (4.64), разделив все члены на D_0 :

$$p^2 + \frac{D_1}{D_0} p + \frac{D_2}{D_0} = 0, \quad (4.68)$$

откуда можно выявить соответствие между параметрами уравнений:

$$\left. \begin{aligned} C_1 \omega_0 &= D_1 / D_0; \\ \omega_0^2 &= D_2 / D_0. \end{aligned} \right\} \quad (4.69)$$

Подставим в систему (4.69) значение параметров из (4.63):

$$\left. \begin{aligned} C_1 \omega_0 &= \frac{1 + \frac{U_{DC}}{R_{\text{я}}} k_{01}}{T_{\text{я}}}; \\ \omega_0^2 &= \frac{1 + \frac{U_{DC}}{k_{\Phi}} k_{02}}{T_{\text{я}} T_{\text{м}}}. \end{aligned} \right\} \quad (4.70)$$

Таким образом, получилось два уравнения с тремя неизвестными. Наличие в уравнениях дополнительной переменной позволяет проводить оптимизацию свойств системы регулирования по разным критериям. Рассмотрим примеры синтеза.

Заданное время переходного процесса

Выберем из табл. 4.3 уравнение с биномиальным разложением корней $S^2 + 2S + 1 = 0$, которое характеризуется отсутствием перерегулирования и обеспечивает время переходного процесса (вход в пятипроцентную зону от задания) за $4,8 \frac{1}{\omega_0}$. Пусть задано время

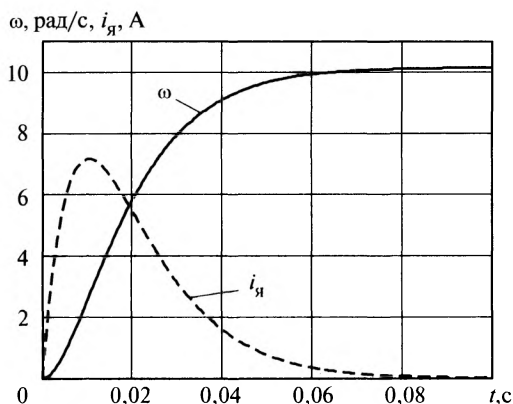


Рис. 4.33. График переходного процесса в системе модального управления с заданным временем переходного процесса

переходного процесса 0,05 с. Тогда можно рассчитать значение базовой скорости:

$$\omega_6 = \tau / t_{\text{п.п.зад}} \quad (4.71)$$

Подставив рассчитанное значение ω_6 в (4.70), получим выражения для коэффициентов модального регулятора:

$$\left. \begin{aligned} k_{01} &= \frac{2T_{\text{я}}\omega_6 - 1}{U_{DC}/R_{\text{я}}}; \\ k_{02} &= \frac{T_{\text{я}}T_{\text{м}}\omega_6^2 - 1}{U_{DC}/k\Phi}, \end{aligned} \right\} \quad (4.72)$$

обеспечивающих заданное время переходного процесса. Графики тока и скорости представлены на рис. 4.33. Следует отметить, что ток в якоре никак не ограничен, и для исключения бросков тока следует использовать задатчик интенсивности.

Заданная жесткость механической характеристики

Система модального регулирования может обеспечивать заданную жесткость механической характеристики. Для этого необходимо записать уравнение жесткости статической характеристики замкнутой системы, воспользовавшись уравнением (4.64), при $p = 0$:

$$\beta_3 = \beta \frac{1 + \frac{U_{DC}}{k\Phi} k_{02}}{1 + \frac{U_{DC}}{R_{\text{я}}} k_{01}} \quad (4.73)$$

Данное уравнение задает связь между коэффициентами k_{01} и k_{02} , обеспечивающую заданную жесткость. Подставив решение в систему (4.70), получим значения k_{01} , k_{02} и ω_6 . В данном случае повлиять на время переходного процесса уже нельзя, так как оптимизация идет по жесткости механической характеристики.

Исключение датчика обратной связи

В некоторых случаях бывает полезно обойтись меньшим количеством датчиков обратных связей, чтобы удешевить и упростить систему. Тогда синтез модального регулятора проводится из условия, что какой-либо из коэффициентов обратных связей равен нулю. Например, если в системе отсутствует датчик скорости, то $k_{02} = 0$. Подставив это значение в (4.70), получим

$$\left. \begin{aligned} \omega_6 &= \sqrt{\frac{1}{T_{\text{я}} T_{\text{м}}}}; \\ k_{01} &= \frac{R_{\text{я}} \left(C_1 T_{\text{я}} \sqrt{\frac{1}{T_{\text{я}} T_{\text{м}}}} - 1 \right)}{U_{\text{DC}}} \end{aligned} \right\} \quad (4.74)$$

Модальный регулятор с данными параметрами будет обеспечивать необходимое качество переходного процесса по скорости, но без непосредственного ее измерения.

Обобщенная характеристика модального управления

Модальное регулирование рационально использовать для управления многомассовыми системами, где относительно простым способом можно получить заданное демпфирование механических колебаний. Модальное управление обладает следующими основными преимуществами [38]:

- возможностью получить высокое быстродействие «в малом»;
- возможностью получить заданную степень демпфирования в линейном электроприводе любой сложности;
- достижима любая жесткость механической характеристики при заданном демпфировании;
- робастностью системы управления;
- простотой синтеза регуляторов для сложных линейных систем высокого порядка.

Недостатки модального управления:

- желаемая динамика достижима в «малом»;
- отсутствие токоограничения (решается введением задатчика интенсивности в канал задающего воздействия);

большое число измеряемых координат, т.е. повышенная потребность в датчиках;

невозможна поконтурная настройка (подобно системе подчиненного регулирования), требуется знать достаточно точное описание объекта регулирования.

4.5. Релейное регулирование координат

Принцип релейного регулирования координат заключается в подаче дискретных по уровню (обычно максимального и минимального) управляющих воздействий на объект управления в зависимости от знака ошибки задания и обратной связи регулируемой величины. Самый простой вариант релейного регулятора показан на рис. 4.34.

Здесь сигнал обратной связи вычитается из сигнала задания. Если ошибка после сумматора положительная, то релейный регулятор выдает максимальное управляющее воздействие на объект регулирования. Если ошибка отрицательная, то выдается минимальное управляющее воздействие. Таким образом, величина стабилизируется на уровне задания.

Релейный регулятор хорошо подходит для систем, имеющих большую постоянную времени объекта регулирования по сравнению с инерционностью силового преобразователя. Релейный регулятор не может применяться, если объект регулирования содержит большое число последовательных звеньев, которые еще могут обмениваться энергией друг с другом. Так, нельзя релейно регулировать скорость двигателя постоянного тока, прикладывая и снимая с якоря напряжение (рис. 4.35, а) из-за того, что ток якоря не будет контролироваться, а скорость двигателя будет совершать колебания вокруг заданного значения (рис. 4.35, б). Наиболее эффективно релейные регуляторы могут применяться для контуров токов и момента.

Релейное регулирование считается самым быстрым способом управления, но это не совсем так. Если рассмотреть переходные процессы в контурах тока, построенных с использованием дискретного ПИ-регулятора и релейного регулятора, то время переходных процессов окажется сопоставимыми (рис. 4.36). На осциллограмме пред-

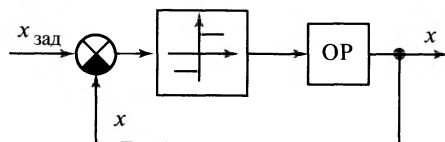


Рис. 4.34. Простейший релейный регулятор:

ОР — объект регулирования

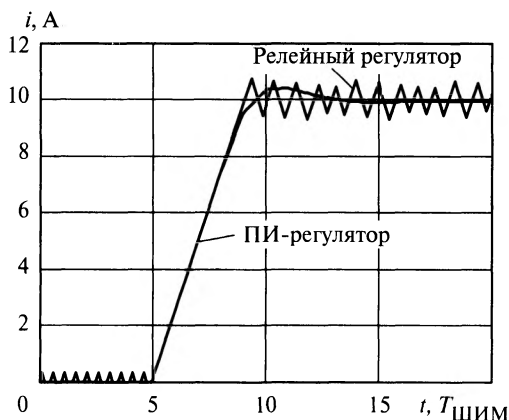


Рис. 4.36. График переходных процессов с ПИ-регулятором тока и релейным регулятором

тока уже происходит в линейном режиме. Работа релейного регулятора тока была аналогичной по быстродействию, но в момент выхода ПИ-регулятора из насыщения (и относительного снижения скорости регулирования) релейный регулятор продолжал воздействовать на объект регулирования максимальным управляющим воздействием, поэтому он немного опередил конкурента. Однако потом можно наблюдать сильную колебательность тока относительно задания, связанную с релейностью регулятора. Конечно, колебательность системы релейного регулирования можно снижать, увеличивая частоту работы системы управления (частоту принятия решений), однако тут имеются ограничения из-за возможного увеличения частоты переключения силовых транзисторов и несовершенства и ограниченного быстродействия измерительного канала обратной связи по току. Таким образом, повышенные пульсации регулируемого параметра являются неотъемлемым недостатком системы релейного регулирования.

Для сокращения потерь на переключение и увеличения точности применяют более сложные законы переключения, чем изображенные на рис. 4.34. Например, если двигатель вращается в положительном направлении, нет необходимости прикладывать к его обмоткам максимальное положительное и отрицательное напряжение. Вместо этого можно приложить либо максимальное положительное напряжение, либо нулевое. Это значительно снизит пульсацию тока. Для обеспечения такого режима работы применяют релейный элемент, линии переключения которого изображены на рис. 4.37, а.

Релейные системы подразделяют на аналоговые и цифровые. Для успешной работы аналоговых систем в линию переключения релей-

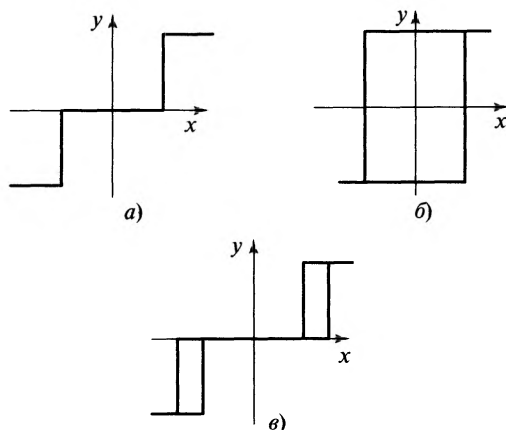


Рис. 4.37. Линии переключения релейных элементов

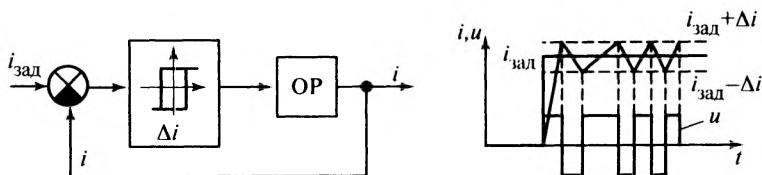


Рис. 4.38. Работа аналогового релейного регулятора с токовым коридором

ных элементов вводят гистерезис (рис.4.37, б и в). Это сделано, чтобы ограничить предельную скорость переключения силового преобразователя и избежать дребезга на линии переключения.

В цифровых системах предельная частота переключения релейного элемента определяется периодом квантования системы управления по времени, что исключает возникновение дребезга, однако при необходимости цифровой релейный регулятор может использовать линии переключения с гистерезисом. Рассмотрим несколько примеров работы релейных регуляторов.

На рис. 4.38 изображена система с релейным регулятором тока, содержащим гистерезис в линии переключения. Регулятор может выдавать максимальное и минимальное управляющее воздействие, при этом смена знака управляющего воздействия осуществляется, только если ошибка тока сменила знак и превысила (по абсолютному значению) половину ширины петли гистерезиса. Ширина петли гистерезиса будет определять максимальную ошибку в токе и определять так называемый токовый коридор. Под токовым коридором подразумевается зона, в пределах которой осуществляется удержание тока релейным регулятором.

Для уменьшения количества переключений, улучшения энергетических показателей и точности стабилизации тока применяют схемы с двойным токовым коридором (рис. 4.39). Такой регулятор изменяет значение выхода между максимальным и нулевым, а если этого не хватает, то между нулевым и минимальным. Рассмотрим работу регулятора по осциллограмме.

В начальный момент времени релейный элемент выдает максимальное управляющее воздействие и ток растет. При достижении током задания регулятор переключается и выдает нулевое управляющее воздействие, ток спадает. Когда ток выйдет за пределы токового коридора (на положительной оси), регулятор снова выдаст максимальное управляющее воздействие, пока ток не вырастет до заданного значения и не последует отключение.

Если теперь по каким-либо причинам ток не спадает, а растет (например, скорость двигателя сменила знак), то при достижении рассогласования по входу регулятора, равному ширине токового коридора, в отрицательной области произойдет переключение регулятора и на его выходе окажется отрицательное минимальное управляющее воздействие. Таким образом, до следующей смены знака ЭДС двигателя стабилизация тока будет происходить сверху от заданного значения.

В цифровых системах максимальная частота переключения релейного регулятора будет определяться частотой вызова соответствующего программного модуля. Поэтому точки включения и отключения всегда разнесены во времени, что в большинстве случаев позволяет отказаться от использования зон гистерезиса в линиях переключения. Так, на графике рис. 4.40 показан переходный процесс работы релейного регулятора с квантованием по времени.

В системе есть несколько задержек (время преобразования АЦП, периодичность вызова регулятора), которые в общем случае, как было показано в гл. 3, можно свести к элементу запаздывания. При поступлении сигнала задания и включении системы регулирования на выходе регулятора устанавливается максимальное значение управляющего воздействия. На третьем такте ток превысил заданное значение, однако вызов регулятора и изменение его состоя-

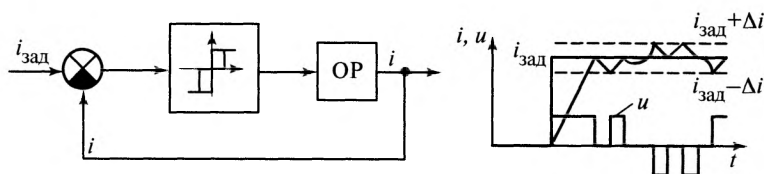


Рис. 4.39. Релейный регулятор с двойным токовым коридором

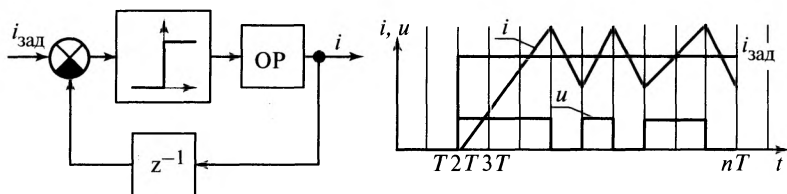


Рис. 4.40. Работа цифрового релейного регулятора

ния произойдут только в начале четвертого такта, когда ток превысит задание. На четвертом такте к обмотке приложено нулевое напряжение и ток спадает. Так как к началу пятого такта его значение успело опуститься ниже заданного, произойдет новое переключение регулятора и т.д.

Характеризуя работу релейных регуляторов, можно сформулировать несколько положений:

Релейный регулятор не задает фиксированную частоту переключений полупроводниковых элементов, поэтому схему надо рассчитывать на наихудший случай.

Релейный регулятор дает большие пульсации тока при работе на той же частоте принятия решения, что и непрерывный регулятор, что дополнительно нагружает конденсаторы и дроссели преобразователя.

Если необходимо увеличить точность поддержания регулируемой величины, то требуется повысить частоту вызова и соответственно принятия решения регулятора.

Нефиксированная частота переключений силовых полупроводниковых элементов приводит к непредсказуемому спектру звукового шума, издаваемого электроприводом.

Выводы

Рассмотренные в данной главе способы регулирования координат электропривода постоянного тока являются основными, но не единственными. Здесь не были рассмотрены нелинейные регуляторы, отсечки и т.п. Рассмотренные способы применимы не только для электроприводов постоянного тока, но и для синхронных и асинхронных электроприводов. Выбор электропривода постоянного тока позволил объяснить процессы регулирования на наиболее простых примерах.

В дальнейшем для иллюстрации систем управления электроприводов переменного тока нам потребуются последовательная коррекция с компенсацией ЭДС и подчиненное регулирование, релейное регулирование и понимание работы наблюдателей.

Контрольные вопросы и задания

1. Постройте семейство механических характеристик системы «полумостовой инвертор — ДПТНВ» с контуром тока.
2. Постройте кривые переходных процессов в контуре тока при постоянном задании и всех возможных способах реализации ПИ-регулятора, рассмотренных в гл. 3.
3. Контур тока ДПТНВ был настроен на технический оптимум. В процессе работы электропривода обмотка нагрелась и сопротивление изменилось на 30 %. Как изменился переходный процесс в контуре тока при скачке задания?
4. Как изменится формула (4.36), если учесть влияние «мертвого» времени инвертора?
5. Электропривод постоянного тока имеет контуры тока, скорости и положения. При каких сочетаниях типов регуляторов и условиях будет отсутствовать ошибка регулирования положения в статике? Ответ обосновать.

Регулятор тока	Регулятор скорости	Регулятор положения	Момент нагрузки
ПИ	ПИ	ПИ	0
ПИ	П	ПИ	>0
ПИ	ПИ	П	<0
ПИ	П	П	>0
ПИ	П	П	0

6. При монтаже платы датчика тока монтажник обнаружил, что требуемые измерительные сопротивления номиналом 30 Ом закончились. Чтобы успеть до конца рабочего дня завершить монтаж оставшихся изделий, монтажник проявил инициативу и смекалку и запаял в плату датчика внешне похожее сопротивление 50 Ом. Как изменится относительно расчетной механическая характеристика двигателя постоянного тока с системой подчиненного регулирования?
7. Получите выражения для нахождения коэффициента обратной связи по скорости модального регулятора при отсутствии в системе датчика тока.
8. Запишите систему уравнений для электропривода постоянного тока с инерционным преобразователем и двухмассовой механической системой. Какие датчики следует использовать в системе модального управления? Запишите уравнения для коэффициентов регулятора при отсутствии любого из датчиков обратных связей.
9. Постройте семейство механических характеристик ДПТНВ при работе в системе регулирования (рис. 4.40).
10. Запишите выражение для расчета максимальной ошибки релейного контура с заданным временем принятия решения, индуктивностью и сопротивлением якорной цепи и напряжением преобразователя.

Глава 5

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Введение

В предыдущей главе были рассмотрены основные способы регулирования координат в электроприводе на примере двигателя постоянного тока. Все рассмотренные способы применимы и для двигателей переменного тока, хотя здесь обязательно будут проявляться некоторые особенности.

Синхронные двигатели, которые мы рассмотрим в первую очередь, будут исключительно неявнополюсными машинами с постоянными магнитами. Двигатели с регулируемым возбуждением или реактивные машины рассматриваться не будут, так как задача книги дать лишь общее представление о способах регулирования. Для остального множества типов синхронных машин в программе предусмотрен курс «Электропривод с вентильными и шаговыми двигателями».

5.1. Вентильный режим работы синхронного электропривода

Синхронные двигатели с постоянными магнитами (СДПМ) представляют собой плохо демпфированную систему, поэтому работать от сети переменного тока подобно асинхронным двигателям они не могут. Поэтому СДПМ питают от управляемого инвертора. Инвертор содержит переключаемые элементы — вентили, что определило название — электропривод с СДПМ и инвертором стал называться вентильным. Вентильный электропривод работает следующим образом:

с помощью датчика положения ротора определяется текущее угловое положение вала двигателя (обычно это делается с помощью датчика на элементах Холла с дискретностью 60 электрических градусов);

система управления включает вентили инвертора так, чтобы вектор напряжения был расположен под углом в 90 электрических градусов относительно текущего углового положения ротора;

под действием питающего напряжения в фазах СДПМ начинает протекать ток, который создает поток перпендикулярно оси намагничивания от постоянных магнитов, и возникает взаимодействие полей и вращающий момент;

под действием вращающего момента вал двигателя проворачивается и через некоторое время угол между потоком постоянных магнитов и потоком, образуемым обмоткой статора, уменьшается, а сила их взаимодействия (вращающий момент двигателя) снижается. Это значит, что пришло время переключить вентили инвертора, чтобы вектор напряжения снова оказался под углом в 90 электрических градусов относительно текущего углового положения ротора.

Схема подключения СДПМ к инвертору напряжения показана на рис. 5.1. Пусть датчик положения ротора (ДПР) выдает сигналы в соответствии с рис. 5.2. Поскольку чувствительных элементов в ДПР три — по одному на каждую фазу, то угол измеряется дискретно. Так, если реальное положение вала двигателя находится в диапазоне от $-\pi/6$ до $+\pi/6$, то с ДПР приходит высокий уровень сигнала по фазе *A* и низкие уровни по фазам *B* и *C*. Это позволяет идентифицировать угол как $0_{-\pi/6}^{+\pi/6}$ радиан. Если ротор повернется в прямом направлении, то при угле $+\pi/6$ произойдет переключение сигнала фазы *B* ДПР и теперь угол можно идентифицировать как $\pi/3$ с тем же допуском.

В соответствии с текущим положением ротора система управления должна определять, какие ключи инвертора необходимо включить или выключить. Так, для согласованного положения с фазой *A*

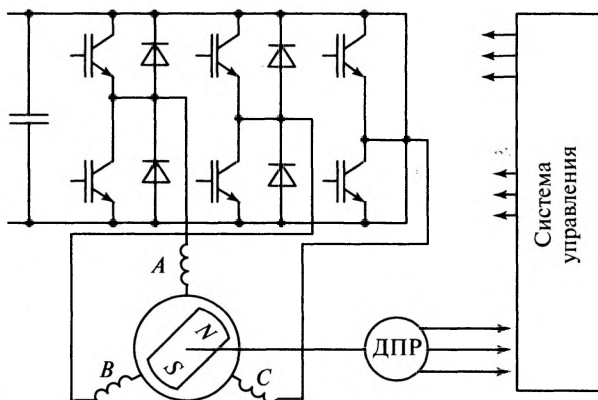


Рис. 5.1. Функциональная схема вентильного электропривода

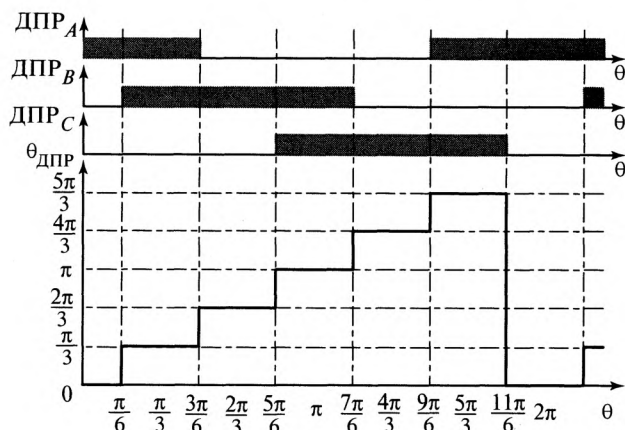


Рис. 5.2. Выходные сигналы датчика положения ротора с тремя элементами Холла

можно провести включение верхнего транзистора фазы B и нижнего транзистора фазы C , а фазу A оставить отключенной. Тогда напряжение ЗПТ инвертора будет приложено плюсом к фазе B и минусом к фазе C , а ток будет протекать через фазу B в фазу C . Пусть двигатель выполнен так, что при указанном пути протекания тока поток со стороны обмотки статора формируется под углом 90° электрических градусов относительно фазы A против часовой стрелки, тогда моментная характеристика двигателя от углового положения будет выглядеть, как показано на рис. 5.3.

При изменении положения ротора под действием вращающего момента (поворот против часовой стрелки) происходит уменьшение момента из-за уменьшения угла рассогласования между потоком, создаваемым обмоткой статора, и потоком постоянного магнита (движение по моментной характеристике на рис. 5.3 вправо). При повороте более чем на $\pi/6$ изменится выходной сигнал датчика положения ротора и система управления должна изменить состояние инвертора с целью получения максимального момента. Для углового положения ротора от $\pi/6$ до $\pi/2$ максимальный момент будет развиваться при включенном верхнем транзисторе фазы B и нижнем фазы A . Правила для включения транзисторов можно свести в табл. 5.1.

Если, используя табл. 5.1, система управления будет переключать транзисторы инвертора, то двигатель будет работать в вентильном режиме. Регулирование момента и скорости вращения может осуществляться ограничением тока, протекающим через фазу в проводящем состоянии. Для этого удобно использовать релейный регулятор тока, который будет отключать инвертор при превышении уставки.

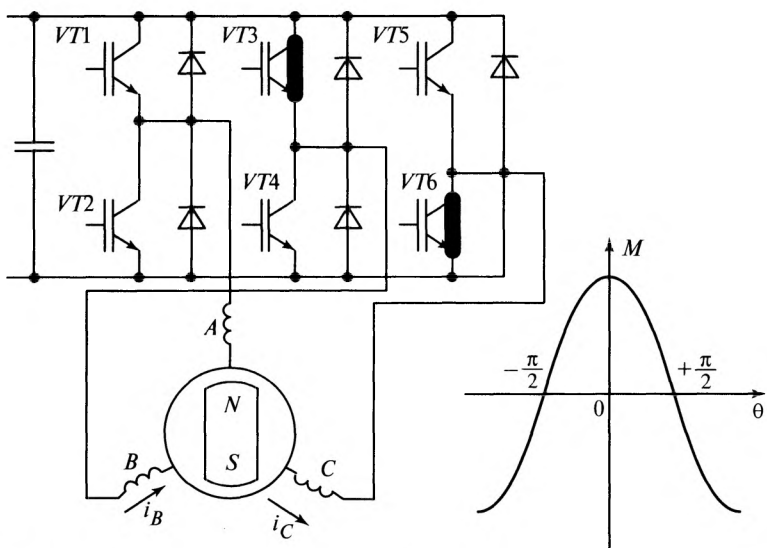


Рис. 5.3. Моментная характеристика СДПМ при заданном состоянии инвертора

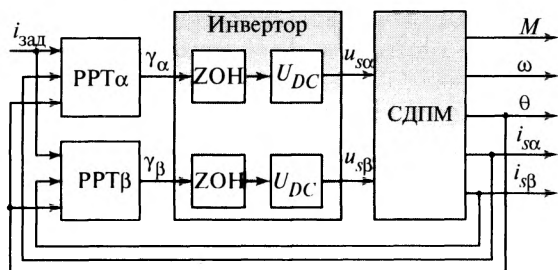


Рис. 5.4. Система двухфазного вентильного электропривода:

PRT α — релейный регулятор тока в фазе α ; ZON — экстраполятор нулевого порядка;

PRT β — релейный регулятор тока в фазе β

Рассмотрим систему управления СДПМ в вентильном режиме для двухфазной машины, каждая из фаз которой подключена к мостовому инвертору напряжения (рис. 5.4). Для регулирования токов по фазам α и β будем использовать релейные алгоритмы. Пример алгоритма для фазы α представлен в листинге 5.1. Если ротор двигателя повернут в положительном направлении (против часовой стрелки) и находится в пределах $[0; \pi]$, то для создания момента положительного знака необходимо создать в фазе α отрицательный ток. При этом следует реализовать еще функцию токоограничения: если ток фазы, взятый со знаком «минус» больше заданного тока,

Таблица 5.1

Правила коммутации ключей инвертора

	$\theta \in \left[-\frac{\pi}{6}; \frac{\pi}{6}\right)$	VT1 — VT2 — VT3 — ВКЛ VT4 — VT5 — VT6 — ВКЛ	
	$\theta \in \left[\frac{\pi}{6}; \frac{\pi}{2}\right)$	VT1 — VT2 — ВКЛ VT3 — ВКЛ VT4 — VT5 — VT6 —	
	$\theta \in \left[\frac{\pi}{2}; \frac{5\pi}{6}\right)$	VT1 — VT2 — ВКЛ VT3 — VT4 — ВКЛ VT5 — ВКЛ VT6 —	
	$\theta \in \left[\frac{5\pi}{6}; \frac{7\pi}{6}\right)$	VT1 — VT2 — VT3 — VT4 — ВКЛ VT5 — ВКЛ VT6 —	
	$\theta \in \left[\frac{7\pi}{6}; \frac{3\pi}{2}\right)$	VT1 — ВКЛ VT2 — VT3 — VT4 — ВКЛ VT5 — VT6 —	
	$\theta \in \left[\frac{3\pi}{2}; \frac{11\pi}{6}\right)$	VT1 — ВКЛ VT2 — VT3 — VT4 — VT5 — VT6 — ВКЛ	

то надо приложить к фазе максимальное положительное напряжение, иначе — максимальное отрицательное. Аналогичные логические заключения делаем для углов в диапазоне $[\pi; 2\pi]$ или $[-\pi; 0]$. Положительный момент при таком положении ротора будет создаваться, если в фазе α протекает положительное значение тока. Тогда, если

ток меньше заданного, то включаем фазу на максимальное положительное напряжение, иначе — на максимальное отрицательное. Похожим образом будет выглядеть алгоритм управления фазой β .

Листинг 5.1. Алгоритм релейного регулятора тока фазы α

```
function gamma = fcn(iSet,i,teta)
gamma=0;
if (teta>0)
    if (iSet<-i)
        gamma=1;
    else
        gamma=-1;
    end
else if (i<iSet)
    gamma=1;
else
    gamma=-1;
end
end
```

Результат работы релейных регуляторов представлен на рис. 5.5. Видно, что пока скорость двигателя была небольшой (начало графика на временной оси), регуляторы тока качественно поддерживали ток в фазах двигателя, однако в процессе разгона стали сильнее проявляться влияния индуктивности фаз и ЭДС двигателя. Динамическая механическая характеристика представлена на рис. 5.6.

Характерной особенностью механической характеристики вентильного электропривода с СДПМ является сильная пульсация

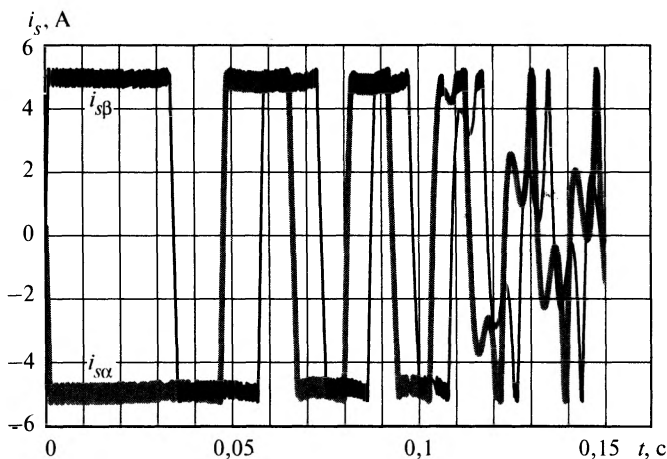


Рис. 5.5. Кривые токов фаз СДПМ в вентильном режиме работы

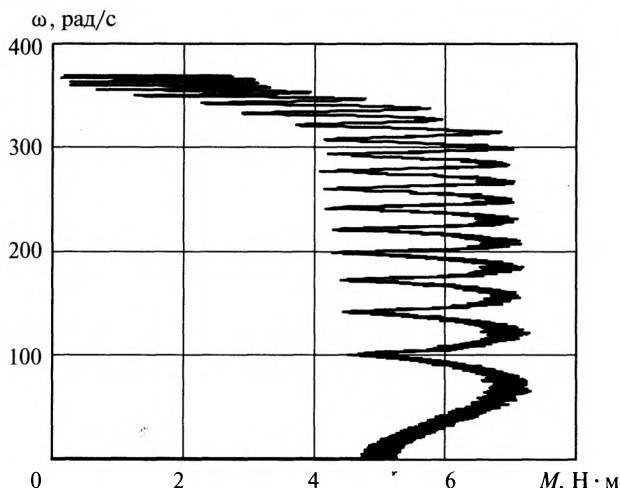


Рис. 5.6. Динамическая механическая характеристика вентильного электропривода

момента, которая объясняется тем, что вектор питающего напряжения изменяет свое положение скачкообразно. Подобным же образом ведет себя и протекающий в двигателе ток. В протомоделированной выше системе было всего четыре установившихся положений векторов тока, а моментная характеристика складывалась всего из четырех дуг (см. табл. 5.1 — в трехфазном двигателе было шесть положений векторов), что приводит к отношению максимального момента к минимальному $M_{\max}/M_{\min} = \sqrt{2}$.

Устранить пульсацию момента можно двумя способами:

изменить геометрию двигателя и укладку обмоток статора, чтобы двигатель имел «квадратную» форму ЭДС;

питать двигатель синусоидальным током и напряжением.

Первый способ применяют в дешевых приводах (например, вентилятор системы охлаждения бытовой техники), где нет специальных требований к качеству регулирования. Такие приводы имеют преимущества по сравнению с электроприводом постоянного тока: значительно меньший момент инерции и бесконтактность (отсутствие коллекторного узла). По причине бесконтактности и из-за того, что через инвертор течет почти постоянный ток, данный класс вентильных электроприводов был назван BLDC Motor (BrushLess Direct Current Motor), что означает «бесколлекторный двигатель постоянного тока». Под бесколлекторным двигателем постоянного тока в данном конкретном случае подразумевается именно вентильный

электропривод вместе с инвертором, так как без инвертора он работать попросту не может.

Наличие датчика положения также не является обязательным, если системой управления реализуется так называемое «бездатчиковое» управление. Ниже будут подробно рассмотрены системы векторного бездатчикового управления СДПМ, но в простейшем варианте она может быть реализована в вентильном двигателе следующим образом. Из табл. 5.1 видно, что одновременно коммутируются ключи только двух фаз. Одна из фаз при этом выключена и ток по ней не протекает, а раз в ней нет тока, то с помощью датчика напряжения можно наблюдать ЭДС. Момент перехода ЭДС через ноль точно характеризует положение вала двигателя, по которому можно производить следующую коммутацию.

Двигатели, которые спроектированы с синусоидальной ЭДС требуют синусоидального питания, что достаточно легко реализуемо с помощью современных инверторов и систем управления. Эти двигатели хорошо управляемы, поэтому следующие системы управления будут разбираться именно для таких машин.

5.2. Характеристики вентильного электропривода с синусоидальным питанием

Построим механические характеристики вентильного электропривода. Напряжение прикладывается к обмоткам двигателя со стороны инвертора и имеет некоторую амплитуду $U_{\max}$ и угол коммутации φ , который отсчитывается от оси q (рис. 5.7). По мере поворота ротора двигателя угол напряжения относительно обмоток статора также изменяется и отслеживает текущее положение ротора. Это очень похоже на вентильный режим, рассмотренный в предыдущем

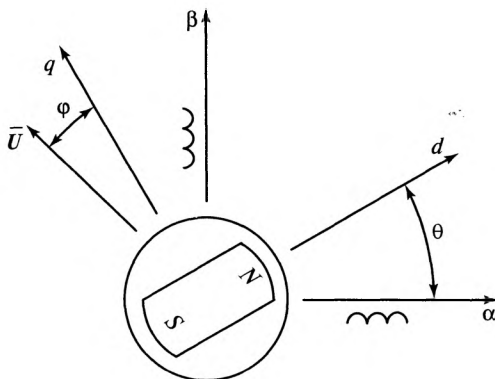


Рис. 5.7. Питание СДПМ с привязкой к координатам d, q

разделе, но теперь изменение угла приложения вектора напряжения происходит непрерывно по углу и во времени.

Если $\varphi = 0$, то такой режим работы называется нейтральной коммутацией. При $\varphi > 0$ коммутация называется опережающей, при $\varphi < 0$ — отстающей. Перепишем уравнения (1.85) для системы координат d, q :

$$\left. \begin{aligned} u_{sd} &= i_{sd}R_s + \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - \omega\Psi_{sq}; \\ u_{sq} &= i_{sq}R_s + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + \omega\Psi_{sd}, \end{aligned} \right\} \quad (5.1)$$

затем подставим в систему проекции вектора напряжения на оси d, q и заменим потокосцепления выражениями:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{sd} &= \Psi_{п.м} + L_s i_{sd}; \\ \Psi_{sq} &= L_s i_{sq}, \end{aligned} \right\} \quad (5.2)$$

и оставим только статические составляющие:

$$\left. \begin{aligned} -U_{\max} \sin \varphi &= i_{sd}R_s - \omega L_s i_{sq}; \\ U_{\max} \cos \varphi &= i_{sq}R_s + \omega (\Psi_{п.м} + L_s i_{sd}). \end{aligned} \right\} \quad (5.3)$$

Определим моментобразующие составляющие. Момент в осях α и β :

$$M = \Psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{s\beta} i_{s\alpha}, \quad (5.4)$$

а в осях d, q после подстановки потокосцеплений из (5.2):

$$M = \Psi_{sd} i_{sq} - \Psi_{sq} i_{sd} = \Psi_{п.м} i_{sq} + L_s i_{sd} i_{sq} - L_s i_{sq} i_{sd} = \Psi_{п.м} i_{sq}, \quad (5.5)$$

откуда видно, что момент определяется только потокосцеплением, создаваемым постоянными магнитами и поперечной составляющей тока статора, поэтому из (5.3) надо выразить i_{sq} . Для этого из первого выражения получаем i_{sd} и подставляем его во второе выражение:

$$i_{sd} = \frac{-U_{\max} \sin \varphi + \omega L_s i_{sq}}{R_s}, \quad (5.6)$$

$$U_{\max} \cos \varphi = i_{sq}R_s + \omega \left(\Psi_{п.м} + L_s \frac{-U_{\max} \sin \varphi + \omega L_s i_{sq}}{R_s} \right), \quad (5.7)$$

переносим i_{sq} в левую часть:

$$i_{sq} \left(R_s + \frac{\omega^2 L_s^2}{R_s} \right) = U_{\max} \cos \varphi + U_{\max} \omega \frac{L_s}{R_s} \sin \varphi - \omega \Psi_{п.м}, \quad (5.8)$$

переносим $\left(R_s + \frac{\omega^2 L_s^2}{R_s}\right)$ в правую часть, заменяем $\frac{L_s}{R_s}$ на T_s и умножаем обе части на $\Psi_{п.м.}$ чтобы получить выражение для момента:

$$M = \Psi_{п.м.} i_{sq} = \frac{\Psi_{п.м.} U_{\max} (\cos \varphi + \omega T_s \sin \varphi) - \frac{\Psi_{п.м.}^2}{R_s} \omega}{R_s (1 + \omega^2 T_s^2)}, \quad (5.9)$$

или

$$M = \frac{M_{\max} (\cos \varphi + \omega T_s \sin \varphi) - \frac{\Psi_{п.м.}^2}{R_s} \omega}{1 + \omega^2 T_s^2}, \quad (5.10)$$

где $M_{\max} = \frac{U_{\max} \Psi_{п.м.}}{R_s}$.

Для полученного уравнения построим механические характеристики при одинаковом питающем напряжении и разных углах коммутации: $\varphi = 0$; $\varphi = \pi/4$; $\varphi = -\pi/4$. Графики изображены на рис. 5.8. Следует учитывать, что, как правило, допустимой для работы на представленных характеристиках является небольшая узкая зона вблизи оси скорости. Правая часть построена теоретически, по дви-

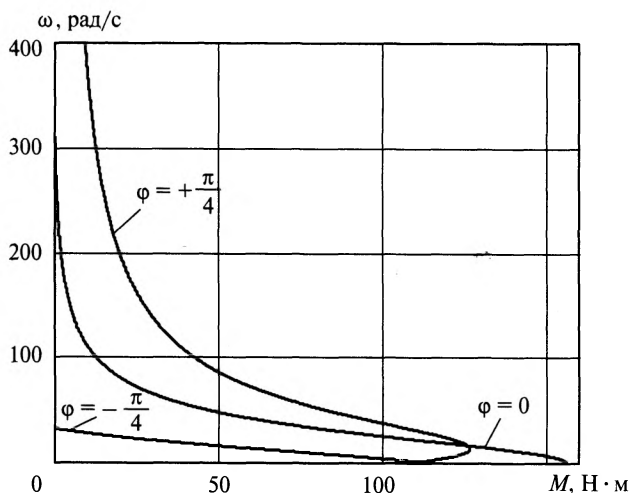


Рис. 5.8. Механические характеристики вентильного двигателя с синусоидальным питанием

гателью должен будет протекать ток, в несколько раз превышающий номинальный, что может привести не только к перегреву обмоток, но и размагнитить постоянные магниты в роторе. Только для двигателей малой мощности допустимо работать во всем представленном диапазоне.

Характеристики имеют момент короткого замыкания, определяемый напряжением питания и углом коммутации. Максимальное значение момента достигается при нейтральной коммутации:

$$M_k = M_{\max} \cos \varphi. \quad (5.11)$$

Изменение угла коммутации или напряжения питания позволяет регулировать момент двигателя, однако наилучшие энергетические показатели, очевидно, будут достигаться при таком управлении, когда ток $i_{sd} = 0$, тогда в двигателе будет лишь моментобразующий ток i_{sq} и омические потери будут минимальными.

5.3. Система векторного управления СДПМ

Из уравнения (5.5) следует, что момент двигателя определяется только током статора по оси q . Это значит, что в координатных осях d, q , задавая и обеспечивая системой регулирования ток по оси q , синхронный двигатель будет подобен двигателю постоянного тока с его уравнением момента

$$M = k\Phi i_{я} = \Psi_{п.м} i_{sq}. \quad (5.12)$$

Получив из СДПМ эквивалент ДПТНВ, можно применять к двигателю все те же алгоритмы управления, которые были рассмотрены для электроприводов постоянного тока. Рассмотрим самый простой вариант (рис. 5.9), когда в системе регулирования релейным способом будет регулироваться ток по оси q .

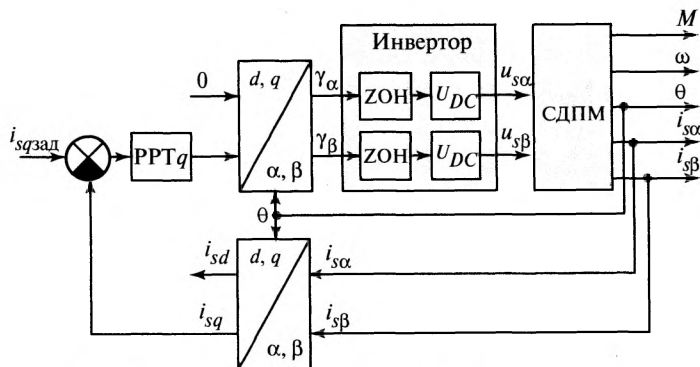


Рис. 5.9. Структура управления СДПМ с релейным регулятором тока по оси q

Все процессы мы будем рассматривать на примере двухфазного двигателя с расщепленными обмотками, питающегося от двух мостовых инверторов. Управление инверторами осуществляется отдельно по оси α и β . Так как регулировать необходимо ток по оси q , то и управление инвертором также следует осуществлять в осях d, q . Для этого на входе инвертора используется блок координатных преобразований из d, q в α, β . Напряжение по оси d зададим равным нулю, а задание напряжения по оси q будет определяться релейным регулятором тока по оси q . На вход регулятора тока необходимо подать измеренный ток i_{sq} , однако в реальном двигателе доступны только токи фаз A, B, C для трехфазной машины или α, β для двухфазной. Если машина трехфазная, то токи в осях α, β можно получить путем фазных преобразований. Получить токи статора в осях d, q можно с помощью координатных преобразований из α, β в d, q .

Для преобразования управляющего воздействия из d, q в α, β и измеренного тока из α, β в d, q требуется знание угла положения ротора двигателя, которое необходимо взять с датчика положения ротора. Параметры двигателя: напряжение ЗПТ 312 В; сопротивление фазы статора 2 Ом; индуктивность фазы статора 35 мГн; потокосцепление от постоянных магнитов 1 Вб; частота работы релейного регулятора 20 кГц.

Механическая характеристика (рис. 5.10), снятая при задании тока 10 А, имеет два характерных участка: участок стабилизации момента и участок, где система регулирования вышла на максимальное напряжение питания. Подобный вид характеристик наблюдается

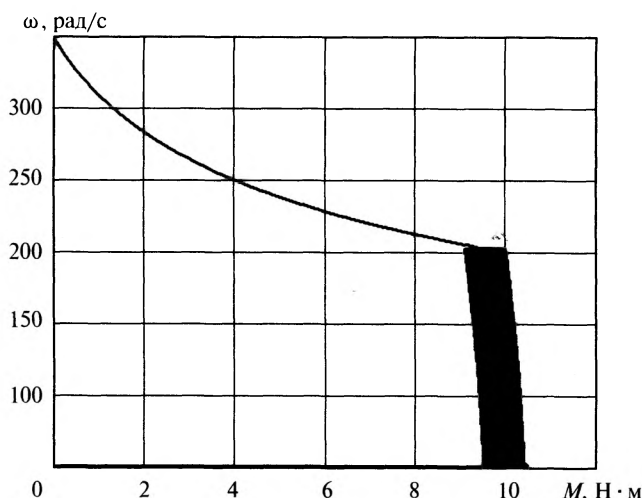


Рис. 5.10. Механическая характеристика системы с релейным регулятором тока q

и у двигателей постоянного тока. Кроме механической характеристики интересным представляется график изменения токов в осях α , β и d , q (рис. 5.11). В данной структуре к двигателю по оси d приложено напряжение, равное нулю, однако из первого уравнения системы видно, что помимо IR -составляющей здесь есть еще и составляющая от ЭДС вращения. Именно она вызывает возникновение тока по оси d , что не является полезным ни для двигателя, ни для инвертора, так как вызывает дополнительные потери, поэтому в системе управления не хватает еще одного регулятора тока по оси d .

Структура системы управления с дополнительным регулятором по оси d представлена на рис. 5.12. Вход задания тока по оси d не обязательно должен быть равен нулю, но при нулевом токе задания по этой оси двигатель будет работать с минимальными омическими потерями.

На рис. 5.13 в сравнении показаны механические характеристики, полученные в векторной структуре с различными значениями задания тока по оси d . Амплитуда вектора тока в первом случае всего 10 А. Во втором случае проводится размагничивание двигателя по оси d дополнительным током 10 А. Это вызывает уменьшение ЭДС по оси q , что позволяет выйти на большие скорости. Следует помнить, что амплитуда тока, протекающего в двигателе при том же моменте,

будет больше, чем в первом случае, и составит $I_s = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} = \sqrt{10^2 + 10^2} = 14,1 \text{ А}$.

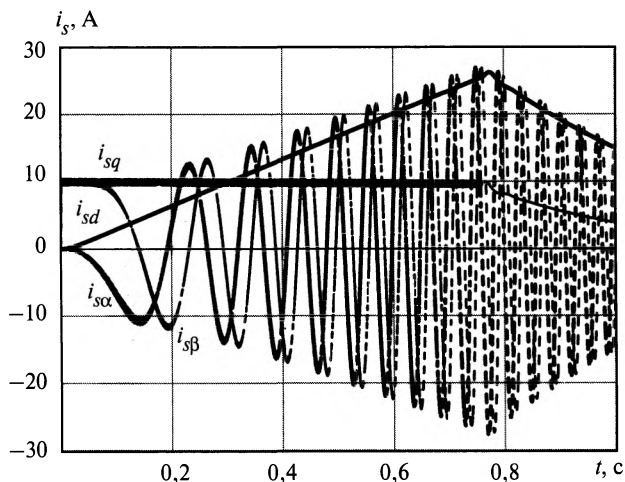


Рис. 5.11. Осциллограммы токов статора в стационарных осях и осях, связанных с ротором

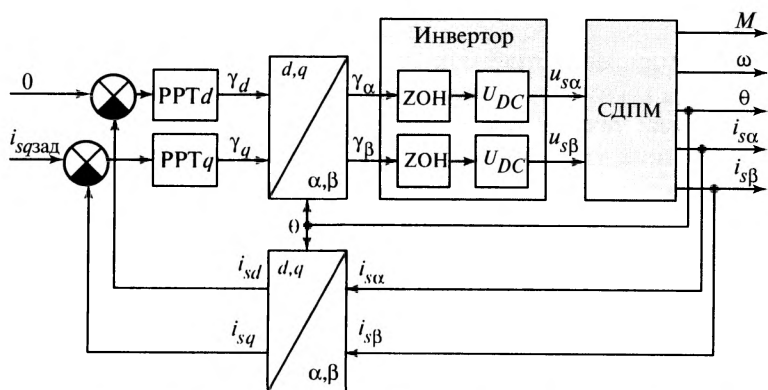


Рис. 5.12. Структура векторного управления СДПМ с регулированием тока по оси d

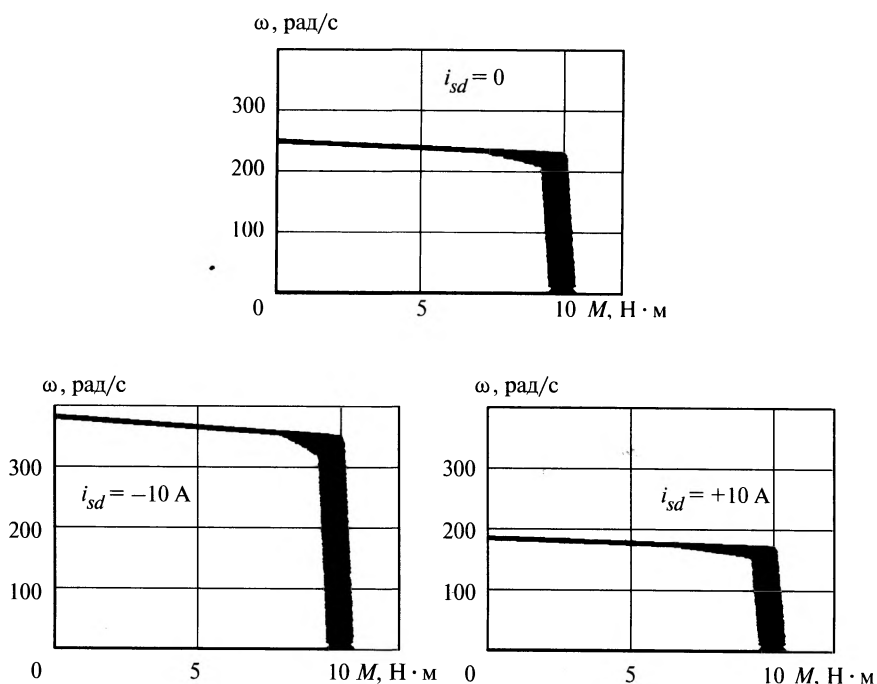


Рис. 5.13. Механические характеристики с различными значениями заданного тока по оси d

5.4. Регулирование токов в системе векторного управления СДПМ

Выше были рассмотрены простейшие релейные регуляторы токов для системы векторного управления, однако они обладают известными недостатками, такими как непредсказуемый спектр звука и сильная пульсация момента, поэтому на практике значительно чаще прибегают к использованию непрерывных регуляторов.

Для определения параметров регуляторов тока и необходимых методов компенсации ЭДС в помощь регуляторам рассмотрим систему уравнений (5.1), в которой все потокосцепления и их производные будут записаны через индуктивности и токи из (5.2):

$$\left. \begin{aligned} u_{sd} &= i_{sd}R_s + L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega L_s i_{sq}; \\ u_{sq} &= i_{sq}R_s + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega \Psi_{п.м} + \omega L_s i_{sd}. \end{aligned} \right\} \quad (5.13)$$

По полученным уравнениям можно построить структурную схему СДПМ в осях d, q (рис. 5.14). Левые три составляющих каждого уравнения системы представляют собой инерционное звено цепи

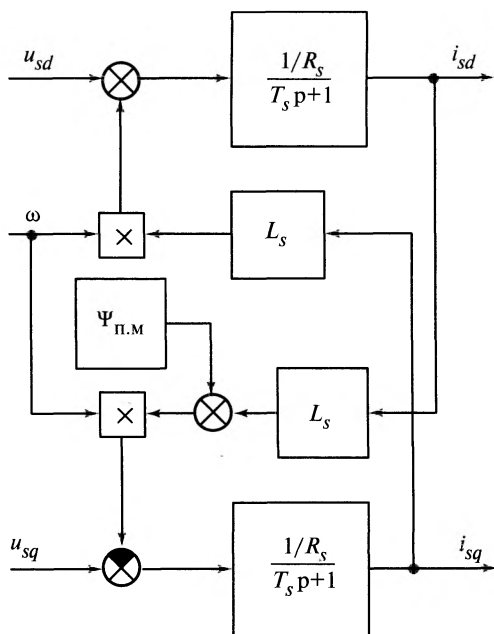


Рис. 5.14. Структура СДПМ в осях d, q

статора, остальные составляющие являются возмущающими воздействиями ЭДС двигателя.

Для регулирования токов при инерционном характере передаточной функции объекта применим ПИ-регулятор с коэффициентами

$$\left. \begin{aligned} k_p &= \frac{L_s}{2T_{\text{ШИМ}} U_{DC}}; \\ k_i &= \frac{R_s}{2T_{\text{ШИМ}} U_{DC}}; \end{aligned} \right\} \quad (5.14)$$

если инвертор и запаздывания в системе управления представляется инерционным звеном.

Кроме этого, в контуры регулирования токов следует ввести компенсацию ЭДС, просуммировав с выходными сигналами регуляторов все ее составляющие, перенесенные через блок инвертора. Результирующая структура векторного управления с непрерывными регуляторами токов представлена на рис. 5.15.

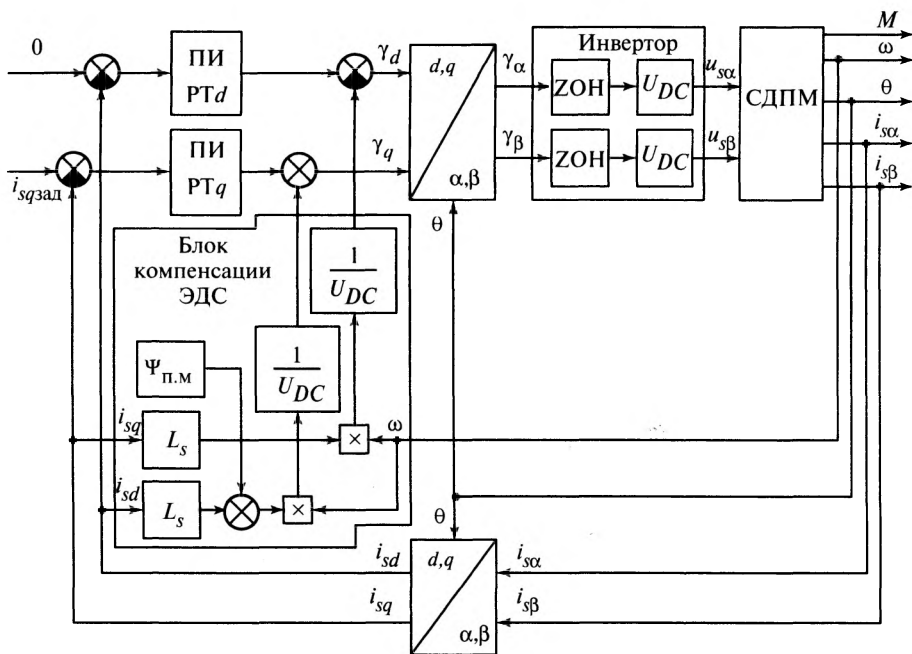


Рис. 5.15. Структура системы векторного управления с непрерывными регуляторами токов и компенсацией ЭДС

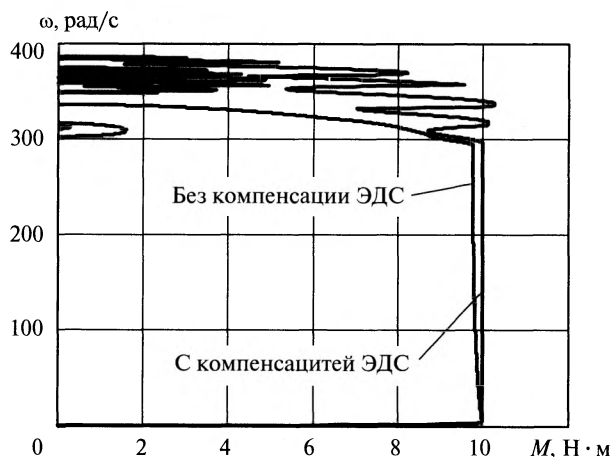


Рис. 5.16. Пуск СДПМ в режиме векторного управления без и с компенсацией ЭДС

Как и в системе регулирования ДПТНВ с контуром тока, введение компенсации ЭДС позволяет устранить ошибку по ускорению. В обоих случаях двигатель разгоняется с почти постоянным моментом до скорости, где регуляторы тока попадают в насыщение (рис. 5.16).

5.5. Ослабление потока в системе векторного управления СДПМ

Хотя СДПМ не имеет обмотки возбуждения, как ДПТНВ или синхронный двигатель с обмоткой возбуждения, он имеет режим управления, подобный режиму ослабления потока. Если вернуться к опытам пуска системы векторного управления с разными значениями тока по оси d , можно заметить, что при отрицательном задании происходит эффект размагничивания продольной оси двигателя. Составляющая $L_s i_{sd}$ имеет противоположный знак составляющей от постоянных магнитов и уменьшает значение потокосцепления статора по оси d , а следовательно, и ЭДС во втором уравнении системы (5.1). Первое уравнение имеет ЭДС от поперечной составляющей потокосцепления статора, которое полностью определяется заданным моментом, т.е. имеется возможность полностью исключить влияние ЭДС от потокосцепления по продольной оси d , а ЭДС от потокосцепления по поперечной оси q определяется моментом и может быть отрегулировано изменением задания с целью достижения необходимой рабочей скорости.

Так как система уравнений содержит напряжения задания отдельно для осей d и q , то для построения предельной характеристики

удобно воспользоваться уравнением механической характеристики (5.10), в котором напряжения выражены через амплитуду и угол коммутации. Чтобы определить оптимальный угол, надо найти экстремум функции момента. Для этого продифференцируем выражение (5.10) по углу коммутации и приравняем нулю:

$$\frac{dM}{d\varphi} = \frac{\frac{d}{d\varphi} \left(\frac{U_{\max} \Psi_{\text{п.м}}}{R_s} (\cos \varphi + \omega T_s \sin \varphi) - \frac{\Psi_{\text{п.м}}^2}{R_s} \omega \right)}{d\varphi} =$$

$$= k \frac{d(\cos \varphi + \omega T_s \sin \varphi)}{d\varphi} = k(-\sin \varphi + \omega T_s \cos \varphi) = 0, \quad (5.15)$$

откуда

$$\varphi = \arctg(\omega T_s). \quad (5.16)$$

Вычисляя значение оптимального угла коммутации, можно вычислить максимальный момент двигателя и построить предельную механическую характеристику СДПМ (рис. 5.17), однако данная характеристика имеет участки, где ток превышает номинальное значение, поэтому кроме предельной характеристики полезно определить еще и область длительно допустимой работы.

Область длительно допустимой работы в общем случае может состоять из трех участков. Первый участок, когда ЭДС еще достаточно мала и напряжения инвертора хватает для поддержания тока

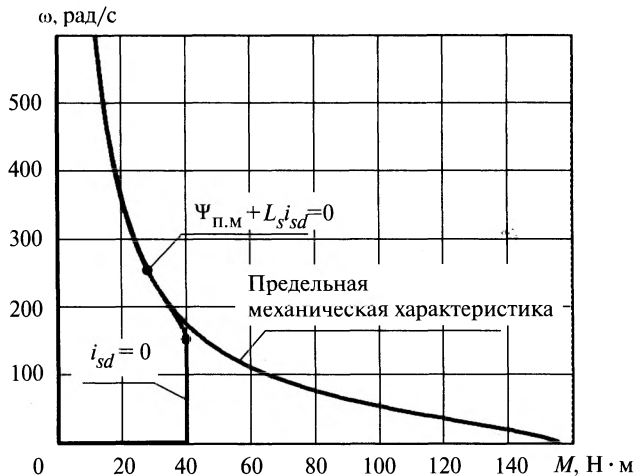


Рис. 5.17. Предельная и длительно допустимая характеристики СДПМ с системой векторного управления

по оси d , равным нулю при фиксированном значении тока по оси q , равным номинальному току двигателя. В момент достижения максимального выходного напряжения необходимо начать уменьшать задание тока по оси d и делать его отрицательным. Тогда начинает уменьшаться оставшаяся $\omega(\Psi_{п.м} + L_s i_{sd})$ второй формулы системы (5.13), что позволяет еще увеличить угловую скорость, правда, при этом требуется снизить ток по оси q , чтобы амплитуда вектора тока осталась неизменной:

$$i_{sq} = \sqrt{I_{ном}^2 - i_{sd}^2}. \quad (5.17)$$

Далее возможно два варианта поведения характеристики. В первом случае составляющая тока по оси d станет равной номинальному току двигателя, и дальнейшее увеличение скорости окажется невозможным. Если же

$$\Psi_{п.м} < L_s I_{ном}, \quad (5.18)$$

то существует возможность полностью скомпенсировать влияние постоянного магнита. Тогда остается лишь поддерживать практически постоянным составляющую $\omega L_s i_{sq}$ первой формулы системы уравнений (5.13), уменьшая задание моментобразующего тока обратно пропорционально росту скорости. Так, во втором варианте двигатель не имеет точки холостого хода. Третий участок полностью совпадает с предельной характеристикой, так как на ней первично ограничение по напряжению, а не по току.

Предложенные в четвертой главе системы управления с ослаблением поля для двигателей постоянного тока пользовались условием насыщения силового преобразователя в качестве признака необходимости уменьшения потока. Для СДПМ можно использовать аналогичный подход. Однако в отличие от ДПТНВ важно помнить, что ЭДС двигателя не превышает максимальное выходное напряжение преобразователя только при правильном управлении. Если в системе управления произойдет сбой (например, контроллер по каким-либо причинам потеряет питание), то ЭДС двигателя возрастет до уровня $\Psi_{п.м}\omega$, что приведет к увеличению напряжения на ЗПТ инвертора и к возможному выходу его из строя вследствие пробоя. Данное обстоятельство требует проработки защитных мер на случай нештатных ситуаций.

5.6. Система векторного бездатчикового управления

Если электроприводы постоянного тока могут работать с ограничением момента без датчика скорости, то электроприводы переменного тока для стабилизации момента требуют обязательной информации о положении магнитного потока машины, которая в синхронном электроприводе связана с положением ротора. Наличие датчика

положения ротора уменьшает надежность системы электропривода, удорожает его, поэтому для электроприводов переменного тока разрабатываются и успешно применяются бездатчиковые системы управления. Под бездатчиковостью в данном случае понимается отсутствие датчика положения ротора двигателя.

Информацию о положении вала двигателя можно получить несколькими способами. Например, для неявнополюсных машин продольная индуктивность из-за насыщения стали будет меньше поперечной. Добавив в управляющее воздействие высокочастотный сигнал, можно получить информацию об индуктивности, откуда определить и положение вала. Такой способ не универсальный, так как требует знания конструкции двигателя, однако последнее время он начинает применяться в общепромышленных электроприводах.

Второй способ, которому будет уделено наше внимание, заключается в оценке ЭДС, что позволит восстановить положение ротора. Запишем уравнения равновесия статорной цепи и потокосцеплений в осях α, β :

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} &= i_{s\alpha} R_s + \frac{d\Psi_{s\alpha}}{dt}; \\ u_{s\beta} &= i_{s\beta} R_s + \frac{d\Psi_{s\beta}}{dt}; \end{aligned} \right\} \quad (5.19)$$

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{s\alpha} &= L_s i_{s\alpha} + \Psi_{п.м} \cos \theta; \\ \Psi_{s\beta} &= L_s i_{s\beta} + \Psi_{п.м} \sin \theta. \end{aligned} \right\} \quad (5.20)$$

Подставим (5.20) в (5.19):

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} &= i_{s\alpha} R_s + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \Psi_{п.м} \sin \theta \frac{d\theta}{dt}; \\ u_{s\beta} &= i_{s\beta} R_s + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + \Psi_{п.м} \cos \theta \frac{d\theta}{dt}; \end{aligned} \right\} \quad (5.21)$$

где $\Psi_{п.м} \frac{d\theta}{dt} = \Psi_{п.м} \omega = e$ — ЭДС двигателя. Тогда выражение (5.21) принимает вид

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} &= i_{s\alpha} R_s + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - e \sin \theta; \\ u_{s\beta} &= i_{s\beta} R_s + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + e \cos \theta. \end{aligned} \right\} \quad (5.22)$$

В уравнениях системы (5.22) присутствует ЭДС, которая раскладывается на составляющие по осям α и β в функции синуса и косинуса углового положения ротора:

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} &= i_{s\alpha} R_s + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + e_{s\alpha}; \\ u_{s\beta} &= i_{s\beta} R_s + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + e_{s\beta}; \end{aligned} \right\} \quad (5.23)$$

где $e_{s\alpha} = -e \sin \theta$, $e_{s\beta} = e \cos \theta$. Если построить наблюдатель ЭДС для каждой из осей, то, оценив ЭДС, можно вычислить положение вала двигателя. Структурная схема наблюдателя представлена на рис. 5.18.

Наблюдатель состоит из трех составных частей: два наблюдателя ЭДС двигателя по осям α и β и функции арктангенса двух переменных для вычисления угла положения ротора. Выход наблюдателя сравним с реальным значением угла и сделаем выводы о качестве работы данного наблюдателя.

Из рис. 5.19 видно, что наблюдаемый угол отстает от реального угла, что объясняется наличием фильтра с постоянной времени T_Φ в структуре наблюдателя. Данный недостаток связан с применением инерционного фильтра, и чем больше постоянная времени этого фильтра, тем лучше система определяет угловое положение на низких скоростях, но на высоких это приводит к сильному запаздыванию. При этом запаздывание одинаковое по времени независимо от скорости, но на малых скоростях это приводит к меньшей ошибке по углу, чем на больших скоростях. Решить проблему запаздывания можно введя корректировку угла в зависимости от текущей угловой скорости двигателя или используя для фильтрации ЭДС и наблюдения угла какой-либо другой инструмент, например синусно-косинусный фильтр Калмана [39]. Механическая характеристика показывает, что ошибка в оценке угла приводит к снижению момента с увеличением скорости.

Кроме этого, в начальный момент времени наблюдатель выдает угол с существенной погрешностью и совсем не определяет его, если скорость равна нулю. Данный наблюдатель строится на принципе оценки ЭДС и, если ЭДС отсутствует, он не может оценить положение ротора. Поэтому когда ЭДС мала, а относительная погрешность, связанная с точностью измерения токов, воспроизведения инвертором напряжения, велика, в этом случае на каждом такте переключения релейных элементов происходит существенное изменение выхода функции арктангенса. Поэтому в представленных на рис. 5.19 графиках система управления работала в замкнутом режиме

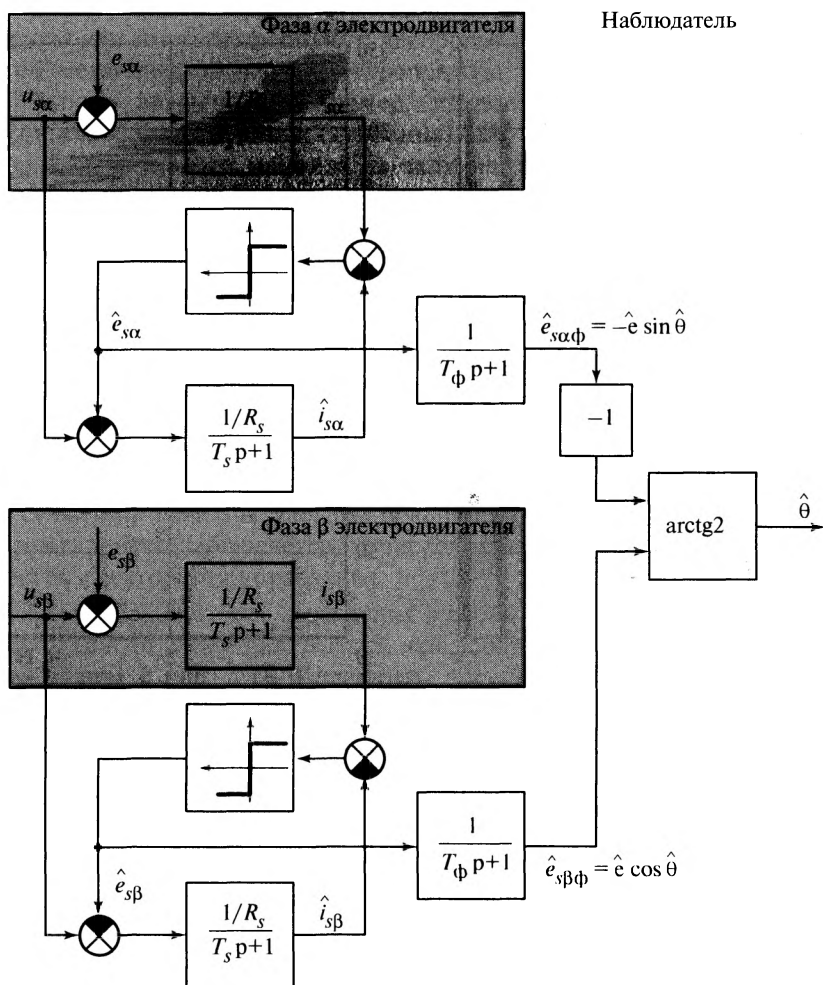


Рис. 5.18. Структура наблюдателя положения ротора для СДПМ на основе оценки ЭДС

до момента времени 0,01 с, а после была переключена в бездатчиковый режим.

Неопределенность с положением на малых скоростях не позволяет производить пуск двигателя в режиме векторного управления. Разработчикам систем управления приходится изобретать переключающиеся структуры, среди которых можно выделить два основных алгоритма вывода двигателя на скорость, где система идентификации ЭДС и, следовательно, положения начнет работать:

начальное позиционирование вала и пуск в разомкнутой системе;

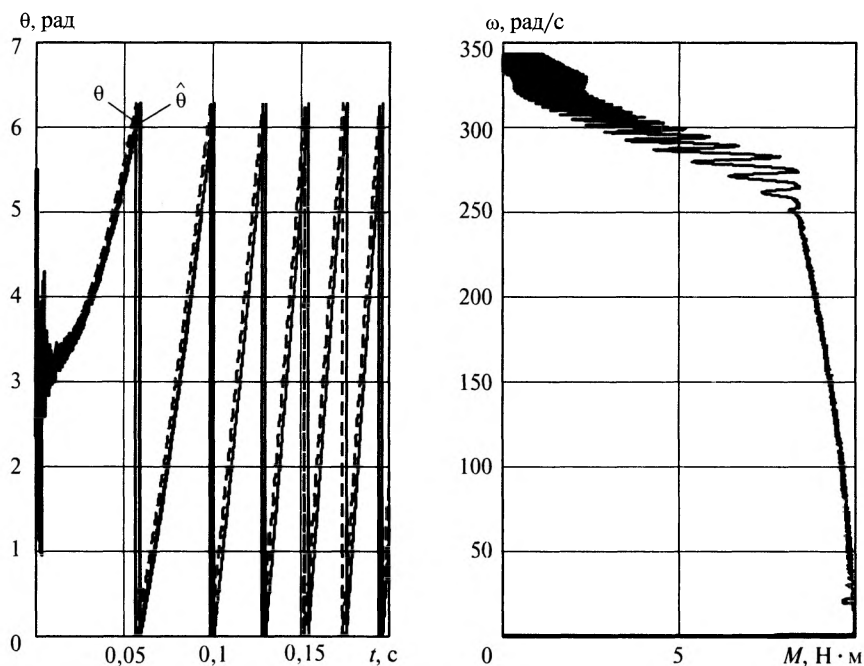


Рис. 5.19. Кривые оценки углового положения ротора наблюдателем и его реальное значение и механическая характеристика

начальное позиционирование вала и пуск с неустойчивым наблюдателем.

Данные методы могут встречаться в различных модификациях, здесь рассмотрим лишь поверхностное описание данных подходов к проблеме пуска.

Бездатчиковый пуск в разомкнутой системе

В обоих случаях имеется процедура начального позиционирования вала, которая нужна, чтобы в первый момент времени точно знать положение ротора. Для начального позиционирования вала в статор двигателя подается постоянный ток, направленный вдоль оси α (можно выбрать любое другое произвольное направление). Тогда на вал двигателя будет действовать момент, который будет стремиться совместить поток от постоянных магнитов и поток, создаваемый обмоткой статора. Если механическая часть электропривода позволяет ротору это сделать, то через некоторое время ротор займет положение, направленное по оси α .

Данный способ начального позиционирования может быть неприемлем или иметь погрешности воспроизведения угла из-за особенностей механической части электропривода, таких как невозможности обратного вращения (например, храповой механизм), большого момента сопротивления (трогания) или наличия механического тормоза, активного момента на валу (например, от обратного тока жидкости или воздуха в насосе или компрессоре). В этих случаях необходимо прорабатывать частные решения в зависимости от особенностей конкретной задачи. Зная положение ротора после его начального позиционирования, можно совершить пуск одним из двух способов.

В первом случае электропривод включается в режиме частотно-токового управления. Здесь алгоритм также может быть реализован различными способами. Если о нагрузке, моменте инерции ничего не известно, то на ось d , совпадающую с осью α после начального позиционирования, подается заданный ток, а угол осей d, q начинают увеличивать с постоянно нарастающим темпом (рис. 5.20). При достижении значения частоты вращения осей d, q , когда ЭДС уже гарантировано наблюдается, происходит переключение в замкнутую систему векторного управления.

Структура системы управления в своей основе полностью повторяет базовую схему рис. 5.15. К ней добавлен наблюдатель положения ротора с рис. 5.18 и элементы переключения структуры. Если в системе требуется регулировать скорость, то оценку скорости можно проводить либо дифференцированием наблюдаемого положения, либо по известному $\Psi_{п.м}$, либо комбинируя методы. При известном $\Psi_{п.м}$ можно записать выражение для скорости:

$$\omega = \frac{\sqrt{\hat{e}_{s\alpha\phi}^2 + \hat{e}_{sq\phi}^2}}{\Psi_{п.м}}. \quad (5.24)$$

На входе структуры имеется задатчик электрической скорости разомкнутой системы. Он выдает нулевой сигнал до времени t_0 , а затем обеспечивает линейное нарастание задания скорости. Его выход поступает на два элемента схемы: интегратор скорости для развертки угла в разомкнутой системе и на релейный элемент, который в свою очередь выдает управляющий сигнал на переключение структуры.

В начальный момент задатчик скорости выдает нулевой сигнал, чтобы двигатель, получая задание тока i_0 по оси d , сориентировал ротор в начальное положение. С момента времени t_0 угол координат d, q начинает расти, одновременно увеличивая скорость своего изменения. Так как при этом в статоре за счет поддержания заданного

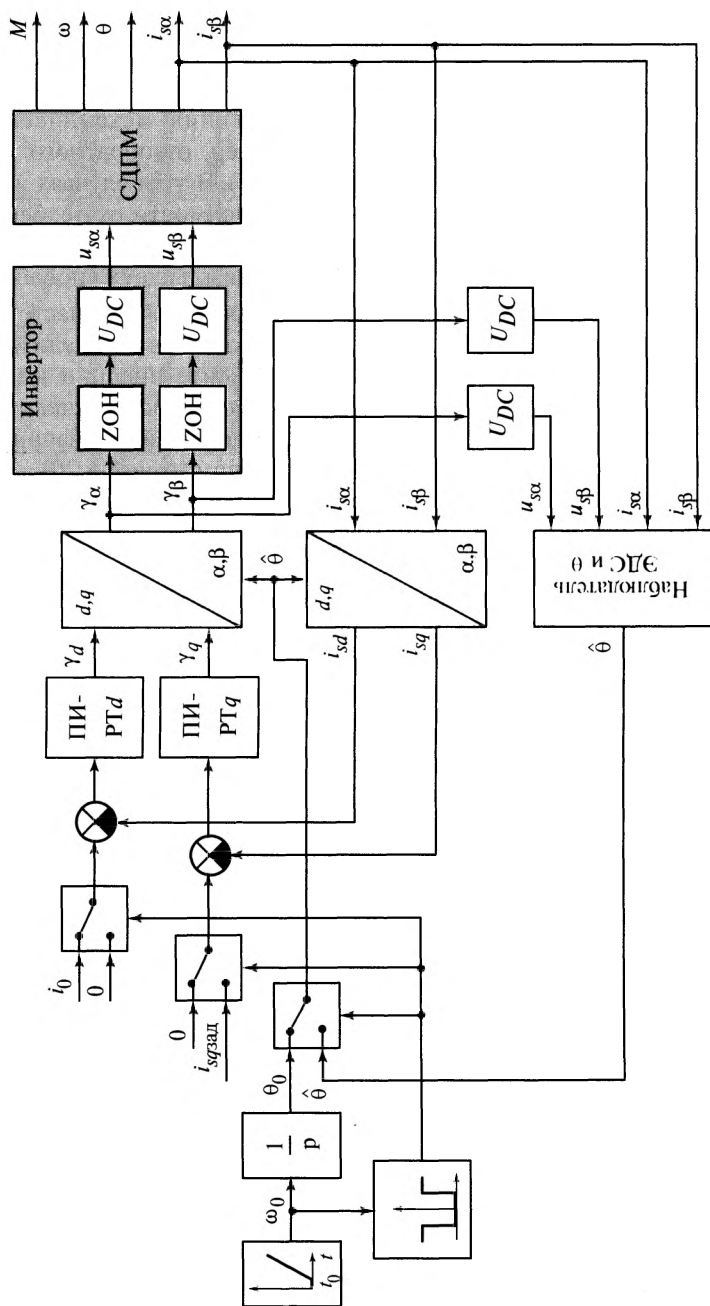


Рис. 5.20. Структура векторного управления с узлом начального позиционирования и пуска

тока i_0 по оси d формируется вращающееся поле, то происходит разгон двигателя.

Когда угловая скорость осей d, q превышает уставку на релейном элементе, его выходной сигнал переключает мультиплексоры и сигнал углового положения координат d, q переключается на выход наблюдателя, задание тока по оси d устанавливается равным нулю, а задание тока по оси q переключается с нуля на задание момента. С этого момента также возможна компенсация ЭДС двигателя в помощь регуляторам тока в соответствии с уравнениями системы (5.21), где правая часть стала наблюдаемой. Переходный процесс пуска системы представлен на рис. 5.21.

В начальный момент ротор двигателя был отклонен от оси α на 1 рад. При создании тока статора по оси α и соответственно поля в этом направлении на ротор начинает действовать момент, направленный в сторону оси α . Эта связь представляет собой электромагнитную пружину. Ротор разгоняется под действием электромаг-

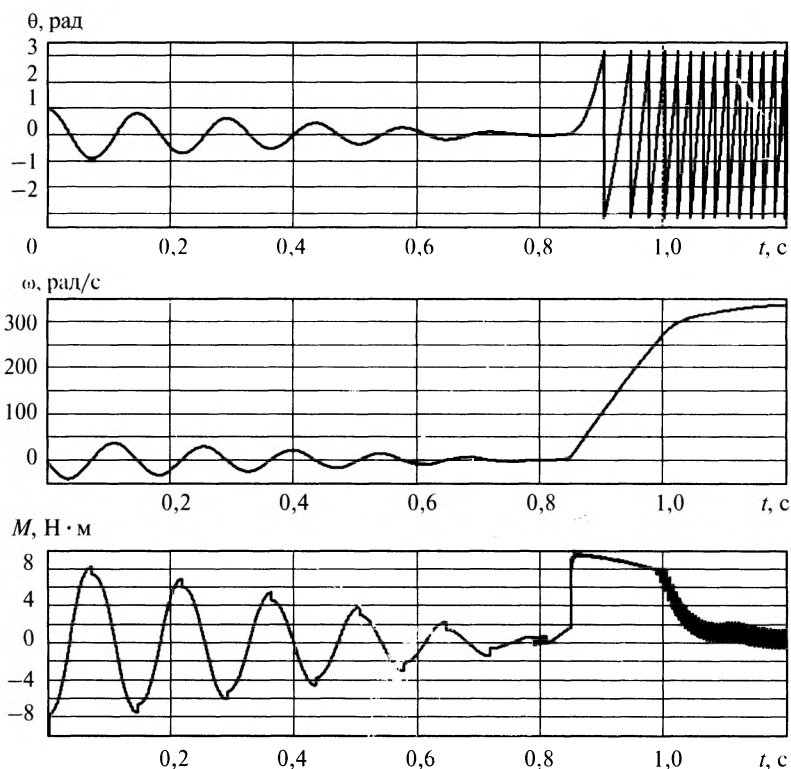


Рис. 5.21. Бездатчиковый пуск системы векторного управления СДПМ

нитной пружины и начинает совершать затухающие колебания вокруг установившегося положения, совпадающего с осью α . При моделировании в механическую часть был добавлен момент сухого трения, чтобы колебательный процесс быстрее сходиллся.

В момент времени 0,8 с задатчик скорости стал линейно увеличивать скорость, и началась развертка угла для фазных преобразований, вектор тока начал движение, увлекая за собой ротор. В момент 0,85 с заданная скорость вышла на пороговое значение и структура переключилась. В это время угол ротора имел еще очень грубую оценку, однако этого хватило, чтобы успешно осуществить запуск системы, после чего точность определения углового положения улучшилась.

Использовать рассмотренную выше систему хорошо, когда момент инерции электропривода большой и надо плавно в синхронном режиме раскрутить привод, после чего переключиться на бездатчиковую структуру с наблюдателем. Если момент инерции маленький, то можно модернизировать структуру таким образом, чтобы после процесса ориентации ротора двигатель начинал работу с максимальным моментом. Для этого развертку угла надо начать, задавая не ток по оси d , а моментообразующий ток по оси q . Важно понимать, что, если за те пол-оборота, пока распрямляется электромагнитная пружина, система управления не перейдет в замкнутый режим по оценке ЭДС, то возможны выход двигателя из синхронизма и сбой всего процесса пуска. Переходный процесс пуска представлен на рис. 5.22.

Если сравнить график изменения момента на рис. 5.21 и 5.22, то видно, что во втором случае двигатель сразу после окончания начального позиционирования в момент времени 0,8 с стал развивать заданный момент.

Переход в замкнутый режим в этой структуре удобнее делать, анализируя модуль ЭДС двигателя на выходе наблюдателя. Можно установить порог срабатывания, например, 35 В и при превышении переключить структуру. Конечно, переключатель структуры не должен реагировать на всплески ЭДС во время начальной ориентации ротора.

Бездатчиковый пуск с неустойчивым наблюдателем

Суть метода заключается в том, что уравнений системы (5.19) вполне достаточно для определения потокосцеплений статора в любой момент времени при известных приложенных напряжениях и токах. Уравнения системы (5.20) позволяют выделить при известных потокосцеплениях статора угловое положение ротора. Тогда для

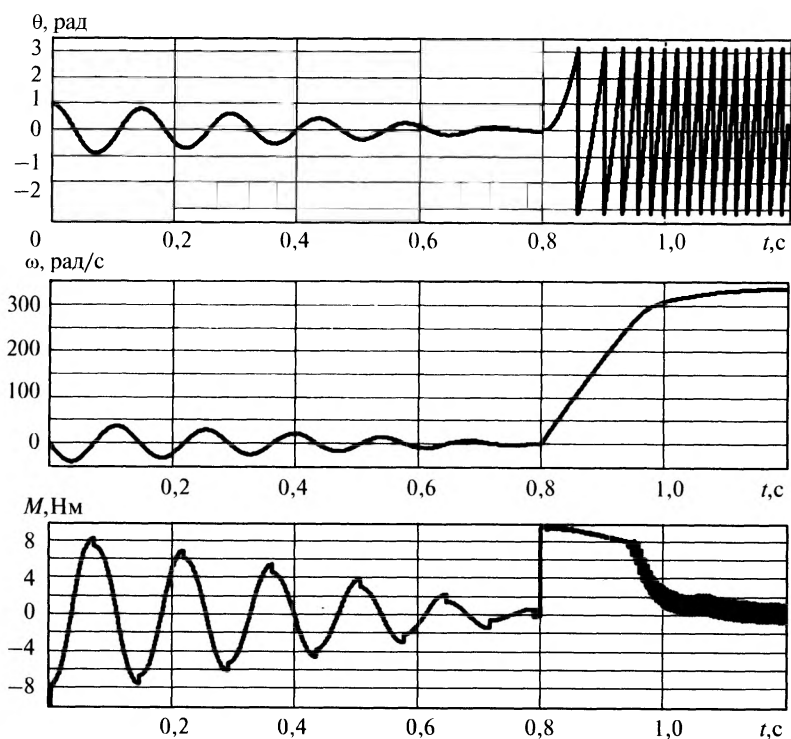


Рис. 5.22. Пуск в модифицированной структуре бездатчикового векторного управления

работы системы регулирования можно использовать наблюдатель, построенный на следующих уравнениях:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\hat{\Psi}_{s\alpha}}{dt} &= u_{s\alpha} - i_{s\alpha} R_s; \\ \frac{d\hat{\Psi}_{s\beta}}{dt} &= u_{s\beta} - i_{s\beta} R_s; \\ \cos \hat{\theta} &= \frac{\hat{\Psi}_{s\alpha} - L_s i_{s\alpha}}{\Psi_{п.м}}; \\ \sin \hat{\theta} &= \frac{\hat{\Psi}_{s\beta} - L_s i_{s\beta}}{\Psi_{п.м}}. \end{aligned} \right\} \quad (5.25)$$

Первые два уравнения системы вычисляют потокосцепления, а вторые два — положение ротора. Однако предложенный вариант наблюдателя не лишен серьезного недостатка, связанного с наличием

в нем прямого интегрирования, т.е. при наличии ошибок во входных переменных первых двух уравнений будет происходить постоянное накопление ошибки в оценке потокоцеплений, что в свою очередь приведет к накоплению ошибки оценки углового положения. Поэтому работоспособность данного наблюдателя ограничена небольшим отрезком времени, которого должно быть достаточно для пуска двигателя до скорости, когда можно будет включить в работу устойчивый наблюдатель (см. рис. 5.18).

Представленный на рис. 5.23 эксперимент проводился при неправильной настройке параметров модели двигателя в наблюдателе. В реальной системе существует погрешность в измерениях, нам не доступны точные данные о параметрах двигателя, поэтому в эксперименте наблюдатель функционировал с полуторакратным сопротивлением фазы статора относительно заложенного в модель двигателя, а индуктивность наблюдателя составляла 90 % модельной. Из графиков изменения наблюдаемого угла видно, что наблюдатель хорошо справляется со своей задачей в начальный момент времени, однако потом ошибка в определении угла стала слишком большой. Вместе с тем система остается работоспособной до достижения скоростей, где устойчивый наблюдатель по оценке ЭДС имеет небольшую погрешность оценки угла. Кроме того, всегда остается возможность объединить хорошие стороны обоих наблюдателей в системе управления, корректировать работу одного наблюдателя по показаниям другого, тем самым расширить диапазон регулирования скорости в бездатчиковом режиме.

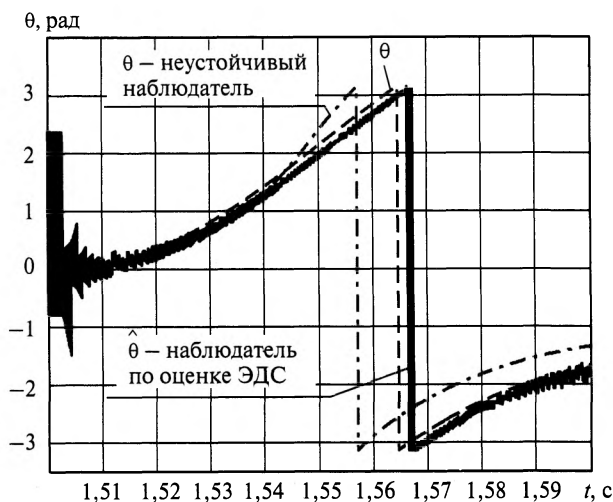


Рис. 5.23. Пуск с неустойчивым наблюдателем

Коррекция оценки углового положения ротора

Для наблюдателя ЭДС, построенного по принципу релейного регулятора тока с инерционными фильтрами по выходу регуляторов (см. рис. 5.18), можно ввести коррекцию угла и амплитуды ЭДС в зависимости от скорости:

$$\left. \begin{aligned} E &= \hat{E}_\phi \sqrt{1 + \omega^2 T_\phi^2}; \\ \Delta\theta &= \hat{\theta} - \theta = \arctg(\omega T_\phi), \end{aligned} \right\} \quad (5.26)$$

где E — амплитуда реального значения ЭДС; $\hat{E}_\phi$ — ее оценка на выходе инерционного фильтра; T_ϕ — постоянная времени фильтра; ω — текущая скорость; $\Delta\theta$ — погрешность в оценке углового положения ротора, вызванная инерционным фильтром. Данная погрешность при положительной скорости будет отрицательной и для коррекции оцененного угла $\hat{\theta}$ ее нужно вычитать из оценки для получения истинного значения углового положения ротора θ . При известном $\Psi_{п.м}$ скорость может быть оценена как

$$\hat{\omega} = \frac{E}{\Psi_{п.м}} = \frac{\sqrt{\hat{e}_{s\alpha\phi}^2 + \hat{e}_{s\beta\phi}^2} \sqrt{1 + \omega^2 T_\phi^2}}{\Psi_{п.м}}. \quad (5.27)$$

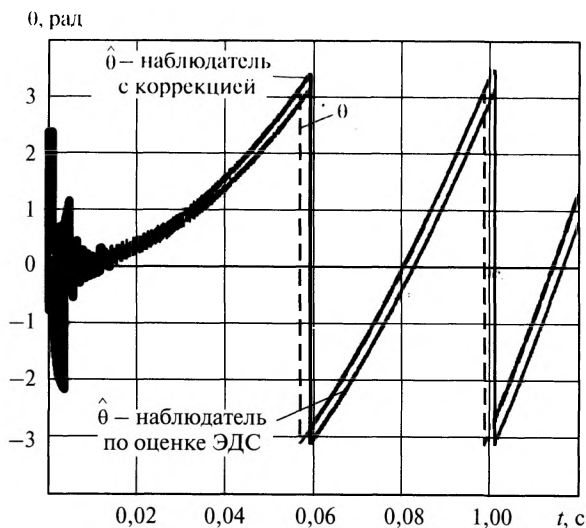


Рис. 5.24. Работа коррекции оценки углового положения ротора

Полученное выражение является уравнением, где скорость присутствует в правой и левой частях, однако решать данное уравнение аналитически не нужно. Можно итерационно приближаться к истинному значению, подставляя предыдущее значение скорости для расчета ее нового значения.

На рис. 5.24 представлены графики, показывающие работу коррекции наблюдателя углового положения ротора. К оценке положения ротора, полученного после инерционных фильтров, добавляется ошибка по углу, и скорректированное значение практически совпадает с истинным угловым положением.

Выводы

В этой главе были рассмотрены основные принципы построения систем управления синхронных машин с постоянными магнитами. Легко заметить, что все принципы подчиненного регулирования координат, настройки контуров тока/скорости оказались практически идентичны таковым в электроприводе постоянного тока за счет применения аппарата координатных и фазных преобразований. Выбор системы координат, вращающихся синхронно с ротором электрической машины, позволил перейти к постоянным величинам в контуре момента. Аналогичный подход будет использован при построении систем управления асинхронного электропривода.

Контрольные вопросы и задания

1. Напишите алгоритм релейного регулятора для фазы β по примеру листинга 5.1.
2. Составьте табл. 5.1 для режима одновременной коммутации не двух, а трех ключей инвертора.
3. Нарисуйте силовую часть двухфазного электропривода с расщепленными обмотками и адаптируйте табл. 5.1 под данный тип электродвигателя.
4. Напишите алгоритм релейного регулирования токов фаз с отдельным заданием тока по каждой фазе для трехфазного электропривода с СДПМ. Как в алгоритме следует учитывать связанность токов трех фаз (алгебраическая сумма равна нулю)?
5. При использовании инкрементальных датчиков положение для систем векторного управления СДПМ может происходить неверный счет положения из-за загрязнения оптических элементов датчика или наличия помех. Накопление ошибки по положению приведет со временем к отказу системы управления. Какие аппаратные и программные решения следует предусмотреть, чтобы система оставалась работоспособной?
6. Запишите уравнение предельной механической характеристики СДПМ для длительно допустимого режима работы, если номинальный ток меньше тока, необходимого для полного размагничивания потока от постоянных магнитов.

Глава 6

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Введение

Асинхронный двигатель (АД) является самым распространенным типом электродвигателя в мире (по суммарной мощности). У него есть очень важное преимущество, которое сделало его таким популярным — это возможность пуска и работы напрямую от сети. Однако для частотного регулирования данный тип двигателя остается весьма сложным объектом. Это связано с автономностью роторной цепи и невозможностью проводить в ней электрические измерения.

Сегодня двигатели с фазным ротором выпускаются только для мощных (>200 кВт) нерегулируемых электроприводов с тяжелыми условиями пуска или в качестве генераторов для ветряных и гидроэлектростанций, где они применяются в режиме машины двойного питания [19]. Первый вариант использования достаточно хорошо раскрыт в курсе «Электрический привод» и не требует пояснений. Второй вариант — генерирование энергии не входит в программу данного курса. Можно вспомнить, что во времена, когда преобразователи частоты были дорогими, для регулирования скорости применялись тиристорные регуляторы напряжения, однако данный способ нельзя рекомендовать к использованию сегодня, да и литературы по нему имеется огромное количество и без этого учебника. В данной главе будут рассмотрены только способы частотного регулирования АД с короткозамкнутым ротором.

Асинхронный электропривод с частотным управлением по диапазону регулирования, плавности и экономичности не уступает регулируемому электроприводу постоянного тока. Для АД с короткозамкнутым ротором частотное регулирование является наиболее совершенным способом экономичного регулирования скорости в широком диапазоне. Несомненным достоинством является полная бесконтактность такого АД, что способствует повышению надежности электропривода и позволяет использовать его для работы во взрывоопасных и агрессивных средах.

Широкое применение электроприводы с частотным регулированием находят в высокоскоростных механизмах. Максимальная частота вращения АД при питании его от сети с частотой 50 Гц не превышает 3000 об/мин, а с помощью высокочастотных преобразователей и АД специального исполнения возможно достижение частоты вращения 100 000 об/мин и более. Например, асинхронные частотно-регулируемые высокоскоростные электроприводы с воздушным подвесом и скоростями вращения до 150 000 об/мин применяются в станках сверления отверстий в печатных платах.

В конце XX века система «преобразователь частоты — асинхронный двигатель» примерно сравнялась по стоимости с системой «тиристорный преобразователь — двигатель постоянного тока». С учетом того что масса, габариты и стоимость АД соответственно меньше, чем у двигателя постоянного тока, частотно-регулируемый асинхронный электропривод в настоящее время уже опередил привод постоянного тока по цене и качеству регулирования.

6.1. Способы частотного управления

В современных преобразователях частоты системы управления строятся на контроллерах, программно реализующих различные алгоритмы. Законы управления являются интеллектуальной собственностью фирм-производителей преобразовательной техники и в каждом конкретном случае реализуются они по-разному; детали реализации не разглашаются и не патентуются. В настоящее время устоялось три основных способа частотного управления, каждый из которых может быть реализован во множестве вариантов.

Различают скалярное управление, векторное управление по потоко-сцеплению ротора и прямое управление моментом [38, 40—43]. Скалярное управление реализуется во всех современных преобразователях как базовая структура системы управления. При скалярном управлении на двигатель подается напряжение заданной частоты, при этом преобразователь не регулирует значения токов фаз или момент двигателя в динамике. Существуют скалярные системы управления, которые имеют положительную связь по току фазы (с компенсацией скольжения) или замкнутые по скорости, что в статике при плавном изменении момента нагрузки позволяет получать характеристики, подобные имеющимся у систем векторного управления АД.

В системе векторного управления (СВУ), построенной на базе известной системы «Трансвектор» [38], разработанной фирмой Siemens, система управления вычисляет положение потоко-сцепления ротора двигателя и контролирует в статоре две составляющих тока: одну для поддержания потоко-сцепления ротора, а другую для созда-

ния момента. В этом режиме АД становится похож на машину постоянного тока, для которого можно, применяя методы последовательной коррекции и подчиненного регулирования, создать контур момента и контур скорости. Существуют датчиковые и бездатчиковые СВУ. Здесь и далее эти термины определяют наличие или отсутствие датчика положения вала двигателя или тахогенератора. Вычисление положения потокосцепления ротора системой управления проще, когда известна скорость или угловое положение ротора, но его можно вычислить и ограничившись показаниями датчиков токов фаз и фазных напряжений (так работают бездатчиковые системы). Однако при существенном снижении частоты уменьшается фазное напряжение и ЭДС двигателя, и, как и в рассмотренных ранее синхронных электроприводах, при частоте ниже 5 Гц система управления уже не может вычислить все необходимые ей параметры.

Особняком стоит метод прямого управления моментом, который активно противопоставляется векторному управлению фирмой АВВ. В отличие от СВУ прямое управление момента работает со статорными уравнениями двигателя. По модели двигателя каждый раз рассчитывается требуемое состояние вектора напряжения статора, необходимое для поддержания заданного момента.

6.2. Скалярное управление

Термин скалярное управление появился в противовес векторному управлению, т.е. до появления векторного управления этого термина не существовало и данный способ просто называли частотным регулированием.

Уравнение электрического равновесия для одной фазы можно записать следующим образом:

$$u_{sA} = i_{sA} R_s + \frac{d\Psi_{sA}}{dt}. \quad (6.1)$$

Если пренебречь падением напряжения на активном сопротивлении фазы статора, то потокосцепление изменяется по синусоидальному закону как $\Psi_{sA} = -\frac{U_{\max}}{2\pi f} \cos 2\pi f t$.

Из полученного выражения следует, что амплитуда потокосцепления фазы прямо пропорциональна напряжению и обратно пропорциональна частоте, поэтому для поддержания постоянства потока требуется изменять напряжение пропорционально частоте. Такой закон регулирования напряжения в функции частоты называют $U/f = \text{const}$.

При уменьшении скорости доля iR -составляющей увеличивается по отношению к прикладываемому напряжению, что приводит

к существенному уменьшению потока на малых частотах и соответственно уменьшению момента. Для обеспечения перегрузочной способности по моменту, близкой к номинальной во всем диапазоне скоростей, применяют iR -компенсацию, при которой имеет место завышение напряжения относительно закона $U/f = \text{const}$ (рис. 6.1, а).

В области малых частот напряжение питания увеличивают по сравнению с линейным законом. В области высоких частот напряжение питания доходит до номинального значения. Увеличивать его больше номинального нельзя, так как на этот уровень напряжения рассчитывается изоляция двигателя.

Зависимости кривых изменения напряжения в функции частоты могут определяться различными способами: определяются значения начального и конечного напряжений, наклон и прогиб кривой напряжения, а возможно, и задание кривой по точкам (рис. 6.1, б и в). Настройка кривой напряжения в функции частоты проводится для конкретного вида нагрузки, с изменением вида нагрузки режим работы двигателя может оказаться неоптимальным — может произойти насыщение магнитной цепи, критический момент окажется недостаточным для преодоления момента нагрузки или произойдет повышение потерь за счет увеличившегося скольжения.

В 1925 г. будущий академик АН СССР Михаил Полиевктович Костенко сформулировал общий закон, обеспечивающий оптимальные условия работы двигателя: при всех значениях частоты и нагрузки необходимо относительное напряжение двигателя изменять пропорционально произведению относительной частоты на корень квадратный из относительного момента.

Без учета активного сопротивления статорной цепи критический момент АД пропорционален квадрату напряжения и обратно пропорционален частоте питающей сети:

$$M_k = \frac{3U^2}{4\pi f(X_{s\sigma} + X_{r\sigma})} = \frac{3}{2(L_{s\sigma} + L_{r\sigma})(2\pi)^2} \frac{U^2}{f^2}. \quad (6.2)$$

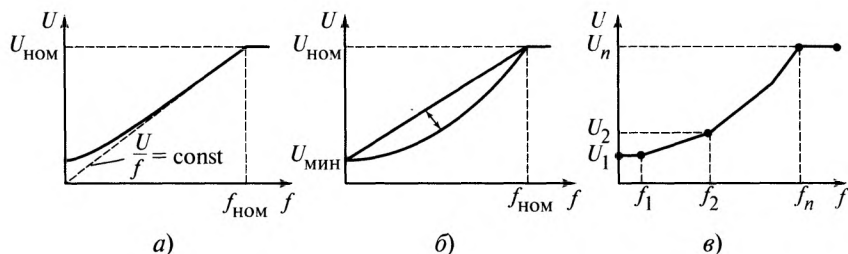


Рис. 6.1. Законы регулирования в преобразователях частоты со скалярной системой управления

Если необходимо на каждой механической характеристике обеспечить перегрузочную способность, как на номинальной, то надо выразить из (6.2) напряжение и разделить все части уравнения на номинальные величины:

$$\frac{U}{U_{\text{ном}}} = \frac{f}{f_{\text{ном}}} \sqrt{\frac{M}{M_{\text{ном}}}}. \quad (6.3)$$

Тогда для постоянного момента нагрузки зависимость напряжения от частоты будет описываться выражением

$$U = \frac{U_{\text{ном}}}{f_{\text{ном}}} f, \quad (6.4)$$

а для вентиляторной нагрузки — $M = k\omega^2$ — с точностью до скольжения оно будет определяться выражением

$$U = \frac{U_{\text{ном}}}{f_{\text{ном}}} f \sqrt{\frac{(k2\pi)^2 f^2}{M_{\text{ном}}}} = k' \frac{U_{\text{ном}}}{f_{\text{ном}}} f^2, \quad (6.5)$$

где $k' = \frac{2\pi k}{\sqrt{M_{\text{ном}}}}$.

Существует множество аналитических законов для описания функции напряжения от частоты для разных типов нагрузок, стабилизации какого-либо параметра (тока статора, потока статора, зазора или ротора) и т.д., однако они имеют небольшую практическую ценность, так как на практике настройка кривой проводится иными методами. При наличии резонансов, связанных с поведением электромагнитной и электромеханической систем закон напряжения в функции частоты настраивают так, чтобы избежать этих резонансов. Если резонансы отсутствуют, то в современных преобразователях частоты может быть включен режим автоподстройки кривой с минимизацией потерь в электроприводе. Такой режим позволяет адаптивно подстраивать напряжение для каждой рабочей частоты, обеспечивая режим максимального энергосбережения.

Скалярное управление подразумевает приложение к двигателю определенной частоты напряжения, амплитуда которого описывается зависимостями на рис. 6.1. Так как АД представляет собой сложную электродинамическую систему, изменение напряжений и частоты следует делать плавно, чтобы избежать сильных колебательных переходных процессов в токе и скорости двигателя. Именно по этой причине задание на частоту вращения всегда пропускают через задатчик интенсивности. Базовая структура системы скалярного управления представлена на рис. 6.2.

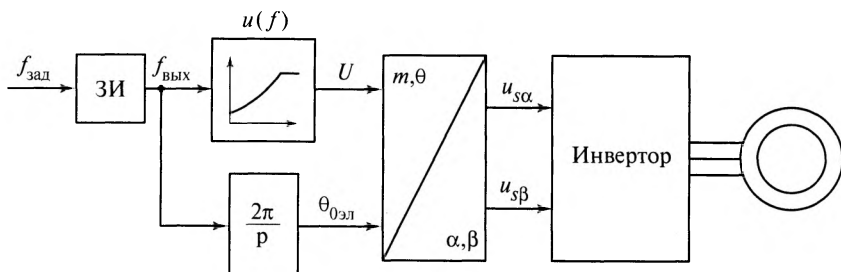


Рис. 6.2. Базовая структура системы скалярного управления

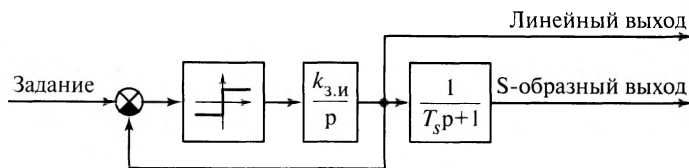


Рис. 6.3. Структура S-образного ЗИ

Задание частоты поступает на задатчик интенсивности (ЗИ), который ограничивает изменение выходной частоты инвертора, чтобы избежать сильных переходных процессов при смене задания. Задатчик интенсивности может иметь несколько настроек, определяющих режим его работы. Так, может присутствовать возможность выбрать между линейным и S -образным ЗИ. S -образный ЗИ используется, если требуется выполнить более плавный запуск привода, например, провести выбор зазора в редукторе. Структура, которую можно использовать для реализации S -образного ЗИ представлена на рис. 6.3.

Часто ЗИ делают с отдельно настраиваемым темпом для верхней и нижней областей скорости и с отдельной настройкой темпов разгона и торможения. Это позволяет для механизмов с вентиляторной характеристикой нагрузки осуществлять разгон с примерно одинаковым током: на малых скоростях при малом моменте сопротивления разгоняться быстро, а при росте момента сопротивления с ростом скорости снизить ускорение и продолжать разгон, не перегружая двигатель. Раздельный темп для разгона и торможения может быть полезен в том случае, если преобразователь частоты не имеет цепи сброса энергии в тормозное сопротивление, тогда для высоких скоростей требуется медленный темп снижения скорости, чтобы не попасть в генераторный режим. На малых скоростях для генерирования требуется значительно больший темп уменьшения частоты питающего напряжения.

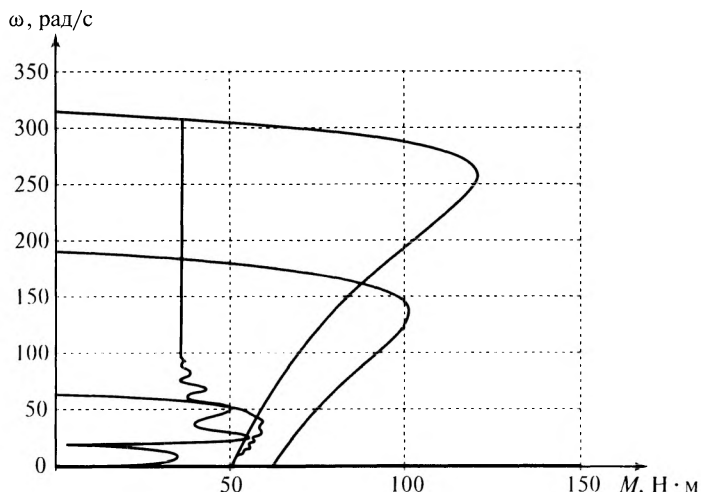


Рис. 6.4. Семейство механических характеристик при пуске двигателя в системе скалярного управления

Пуск в системе скалярного управления с реактивным моментом нагрузки представлен на рис. 6.4. Следует отметить наличие колебательного процесса на низких частотах, связанного с резонансными явлениями электромагнитной системы двигателя. Это явление вынуждает снижать темп ЗИ, оно усугубляется на двигателях большой мощности, обладающих меньшими активными потерями в статорных и роторных цепях, что не способствует демпфированию колебаний.

Стабилизация скорости и момента в системах скалярного управления

В системах скалярного управления нельзя добиться хорошего быстродействия в динамике, но в статике характеристики электропривода можно сделать подобными полученным в системе подчиненного регулирования ДПТНВ и системе векторного управления СДПМ. Для этого в системе управления предусматривают три типа обратной связи: отрицательную по скорости, положительную по моменту и отрицательную по моменту.

Отрицательная обратная связь по скорости позволяет получить абсолютно жесткие характеристики. Заданная частота в структуре рис. 6.2 берется с ПИ-регулятора скорости. Сам ПИ-регулятор настраивается с учетом наличия в структуре ЗИ, что и определяет невысокое быстродействие в такой структуре системы управления. Исключить ЗИ из структуры полностью невозможно, так как с целью избежания неконтролируемых колебаний тока в двигателе необхо-

димо, чтобы выходная частота изменялась во времени без существенных скачков. Вместе с тем имеется возможность поменять местами ПИ-регулятор и ЗИ, так как в этом случае и задание и обратная связь по скорости будут непрерывны во времени.

Если в системе нет датчика скорости, то для получения более жестких характеристик можно применить положительную обратную связь по моменту. Для обеспечения устойчивости характеристик в данную связь следует устанавливать фильтр. Оценка момента может проводиться способами разной сложности. Если в фазах имеются датчики тока, то можно воспользоваться формулой

$$M \approx \frac{u_A i_A + u_B i_B + u_C i_C}{\omega_0}. \quad (6.6)$$

где u_A, u_B, u_C — фазные напряжения; i_A, i_B, i_C — фазные токи; ω_0 — угловая скорость холостого тока.

При отсутствии фазных датчиков тока (так иногда делается в целях экономии) можно воспользоваться показаниями датчиков звена постоянного тока:

$$M \approx \frac{U_{DC} I_{DC}}{\omega_0}. \quad (6.7)$$

Следует помнить, что на малых скоростях приведенные формулы дают большую погрешность. Вычисленное значение момента можно теперь подставить в выражение

$$(\omega_0 - \omega) |\beta| = M, \quad (6.8)$$

а после очевидных преобразований получить требуемое завышение выходной частоты, необходимое для компенсации скольжения:

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi |\beta|} M. \quad (6.9)$$

Если же момент превышает максимально допустимый, то необходимо реализовать отрицательную обратную связь. Результирующая структура системы скалярного управления представлена на рис. 6.5.

В данной структуре выход ЗИ за вычетом сигнала обратной связи поступает на регулятор скорости РС, который выдает задание частоты для инвертора. Если датчик скорости (ДС) отсутствует, то интегральную составляющую регулятора следует сделать равной нулю, а пропорциональную — $1/2\pi$ (если регулятор работает в физических единицах, этот коэффициент согласует скорость с частотой). В структуре предусмотрено измерение фазных токов и преобразование их к токам в осях α, β для вычисления мгновенной мощности на выходе инвертора и дальнейшей оценки момента. Момент вычисляется путем

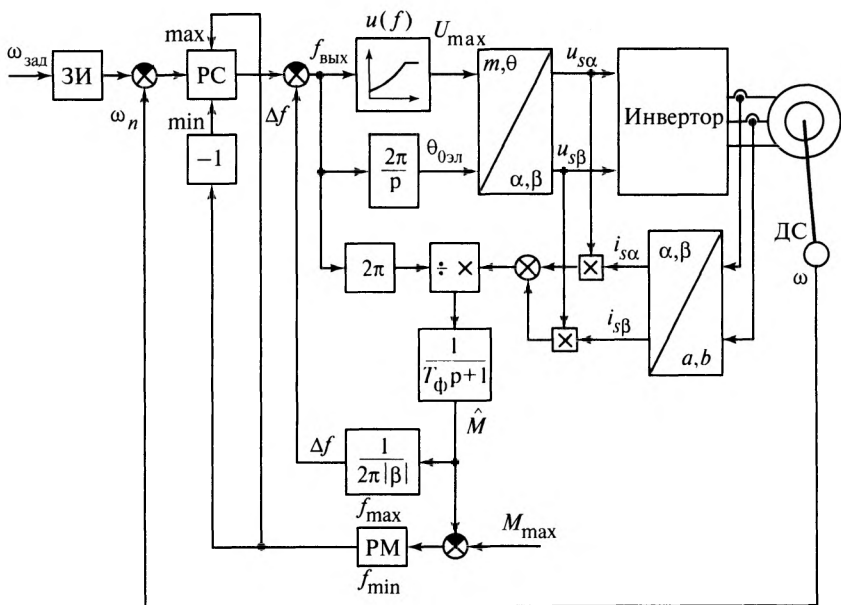


Рис. 6.5. Структура скалярной системы управления с обратными связями по скорости и моменту

деления мощности на скорость холостого хода ω_0 и пропускается через инерционный фильтр, после рассчитывается на сколько должна быть увеличена выходная частота для компенсации скольжения.

Для ограничения момента на допустимом уровне в структуре предусмотрен регулятор момента (PM). На его вход поступает задание момента, равное тому уровню, на котором момент следует ограничить. Регулятор момента ограничен сверху модулем максимальной выходной частоты (например, 50 Гц), а снизу — минимальной (например, 0). Он начинает работать, когда момент, развиваемый двигателем, превышает заданный, тогда выходной сигнал регулятора снижается. Этот сигнал поступает на ограничение регулятора скорости сверху и снизу (снизу с отрицательным знаком), что в случае выхода электропривода на максимальный момент приведет к снижению выходной частоты питания двигателя.

В таком виде структура системы управления рассчитана на регулирование скорости при положительном и отрицательном заданиях, однако ограничение момента работает только для двигательного режима работы. Данная структура является лишь одним из возможных вариантов реализации.

6.3. Векторное управление

Основной недостаток скалярного управления заключается в малом быстродействии как при регулировании скорости, так и при регулировании момента. Это объясняется тем, что для перехода в некоторый установившийся режим требуется завершение процессов распределения моментобразующего тока и потокообразующего тока, которое в системах скалярного управления происходит само по себе через некоторое время. Именно это время переходных процессов и определяет ту плохую динамику, которая присуща электроприводу со скалярным управлением. Однако, если не пускать переходные процессы в двигателе на «самотек», можно избежать перераспределения токов и связанных с этим переходных процессов и контролировать состояние электрической машины в каждый момент времени, увеличив быстродействие системы регулирования. Так как требуется регулирование двух ортогональных токов, один из которых является потокообразующим, а другой — моментобразующим, то система управления была названа векторной.

В развитии теории векторного управления большую роль сыграла разработка фирмой Siemens системы «Трансвектор» [38]. Эта система построена на прямом измерении вектора потока в воздушном зазоре датчиками Холла. С помощью математических преобразований, используя измеренный поток и токи статора, вычисляется потокосцепление ротора и его угловое положение. Контроль тока статора ведется по двум составляющим, одна из которых задает потокосцепление, а другая — момент.

Под системами векторного управления принято подразумевать системы, работающие при постоянстве потокосцепления ротора, хотя система управления может быть построена и для постоянства потокосцепления статора или общего потока машины.

Пусть ось x сонаправлена с потокосцеплением ротора, тогда для асинхронного двигателя можно записать следующие уравнения равновесия:

$$\left. \begin{aligned} u_{sx} &= i_{sx} R_s + \frac{d\Psi_{sx}}{dt} - \omega_k \Psi_{sy}; \\ u_{sy} &= i_{sy} R_s + \frac{d\Psi_{sy}}{dt} + \omega_k \Psi_{sx}; \\ 0 &= i_{rx} R_r + \frac{d\Psi_{rx}}{dt} - (\omega_k - \omega) \Psi_{ry}; \\ 0 &= i_{ry} R_r + \frac{d\Psi_{ry}}{dt} + (\omega_k - \omega) \Psi_{rx} \end{aligned} \right\} \quad (6.10)$$

и потокосцеплений

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{sx} &= L_s i_{sx} + L_m i_{rx}; \\ \Psi_{sy} &= L_s i_{sy} + L_m i_{ry}; \\ \Psi_{rx} &= L_m i_{sx} + L_r i_{rx}; \\ \Psi_{ry} &= L_m i_{sy} + L_r i_{ry}, \end{aligned} \right\}, \quad (6.11)$$

где ω_k — угловая скорость координатных осей.

Если принять, что система управления будет поддерживать потокосцепление ротора постоянным, а ориентация осей x, y будет всегда соответствовать положению вектора потокосцепления ротора, то $d\Psi_{rx}/dt = 0$, $d\Psi_{ry}/dt = 0$ и $\Psi_{ry} = 0$ и уравнения для роторной цепи можно упростить:

$$\left. \begin{aligned} 0 &= i_{rx} R_r; \\ 0 &= i_{ry} R_r + (\omega_k - \omega) \Psi_{rx}. \end{aligned} \right\} \quad (6.12)$$

Из первого уравнения системы (6.12) следует, что $i_{rx} = 0$, тогда

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{rx} &= L_m i_{sx}; \\ L_m i_{sy} &= -L_r i_{ry}. \end{aligned} \right\} \quad (6.13)$$

Чтобы получить уравнение механической характеристики АД при постоянстве потокосцепления ротора необходимо выразить ток ротора по оси y — i_{ry} из второго выражения системы (6.12) и подставить его в уравнение момента:

$$M = -\Psi_{rx} i_{ry} + \Psi_{ry} i_{rx} = -\Psi_{rx} \left(-\frac{\Psi_{rx} (\omega_k - \omega)}{R_r} \right) = \frac{\Psi_{rx}^2}{R_r} (\omega_k - \omega). \quad (6.14)$$

Полученное уравнение механической характеристики представляет собой прямую линию. Сам по себе результат интересен тем, что уравнение не содержит инерционностей и не имеет критического момента, т.е. при управлении АД с постоянным потокосцеплением можно реализовывать моменты больше критического.

Теперь вернемся к уравнению момента и перепишем его через статорные токи, воспользовавшись системой (6.13):

$$\begin{aligned} M &= -\Psi_{rx} i_{ry} = -\Psi_{rx} \left(-\frac{L_m}{L_r} i_{sy} \right) = \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rx} i_{sy} = \\ &= \frac{L_m}{L_r} L_m i_{sx} i_{sy} = \frac{L_m^2}{L_r} i_{sx} i_{sy}. \end{aligned} \quad (6.15)$$

Полученный результат показывает, что для регулирования потоко-сцепления ротора надо регулировать ток статора по оси x , а для регулирования момента — ток статора по оси y . Структура системы векторного управления АД показана на рис. 6.6.

Управление осуществляется в осях x, y , отдельно регулируется ток статора по оси x — потокообразующий ток — с помощью регулятора тока (РТх) и ток статора по оси y — моментобразующий ток — с помощью регулятора тока (РТу). Полученные регуляторами составляющие вектора напряжения в осях x, y с помощью блока координатных преобразований переводятся в оси α, β и реализуются инвертором. В фазах двигателя проводится измерение токов и их преобразование в оси α, β с помощью блока фазных преобразований. В зависимости от реализации в системе может присутствовать датчик скорости (ДС) или датчик положения (ДП).

Важной частью структуры является блок оценки потоко-сцепления ротора и ЭДС, который служит для вычисления амплитуды и угло-вого положения вектора потоко-сцепления ротора и опционально может вычислять составляющие ЭДС статора по осям в помощь регуляторам тока. В зависимости от реализации блок оценки пото-косцепления ротора может оперировать скоростью или положением ротора, током фаз двигателя и приложенными напряжениями. Подробно возможные структуры наблюдателей блока оценки потоко-сцепления ротора будут рассмотрены позже.

Оценка углового положения используется в координатных преоб-разованиях заданий напряжений из осей x, y в α, β и обратного пре-образования измеренных токов из α, β в x, y . Задания на токи в осях x, y поступают с регулятора потока (РП) и от сигнала задания момента.

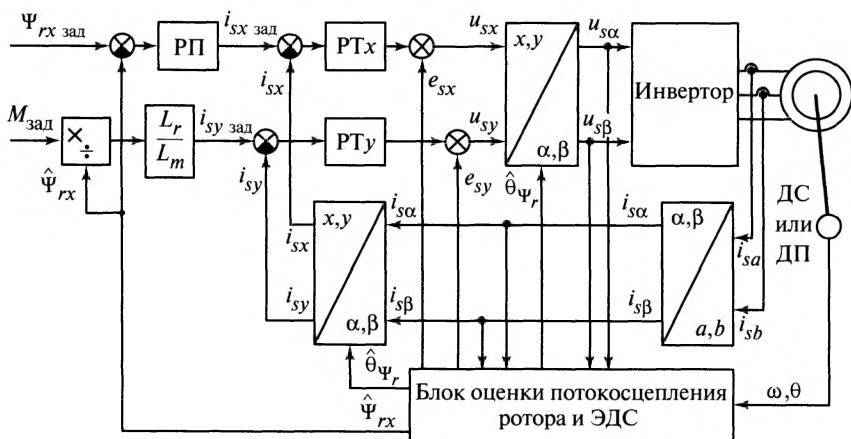


Рис. 6.6. Структура системы векторного управления АД

Регулятор потока требуется для форсирования переходных процессов в контуре намагничивания. В конечном итоге задание тока по оси x будет определяться первой формулой системы (6.13), но время переходного процесса определяется постоянной времени роторной цепи. Для больших двигателей этот параметр может достигать нескольких секунд. Для ускорения процесса требуется создать в статоре бóльший ток, тогда ток ротора в первый момент времени, когда потокосцепление ротора еще равно нулю, будет определяться выражением

$$i_{ry} = \frac{L_m}{L_r} i_{sy}, \quad (6.16)$$

полученным из третьего уравнения системы (6.11). При большом токе ротора увеличиваются омические потери в третьем уравнении системы (6.10), что приводит к более быстрому росту потокосцепления ротора. Кривые переходных процессов намагничивания машины представлены на рис. 6.7. Для разомкнутой схемы был задан ток, обеспечивающий в установившемся режиме номинальное значение потокосцепления ротора, в замкнутой — регулятор потока с трехкратным током стабилизировал номинальный поток. За счет форсирования по току время переходного процесса в замкнутой системе удалось значительно сократить.

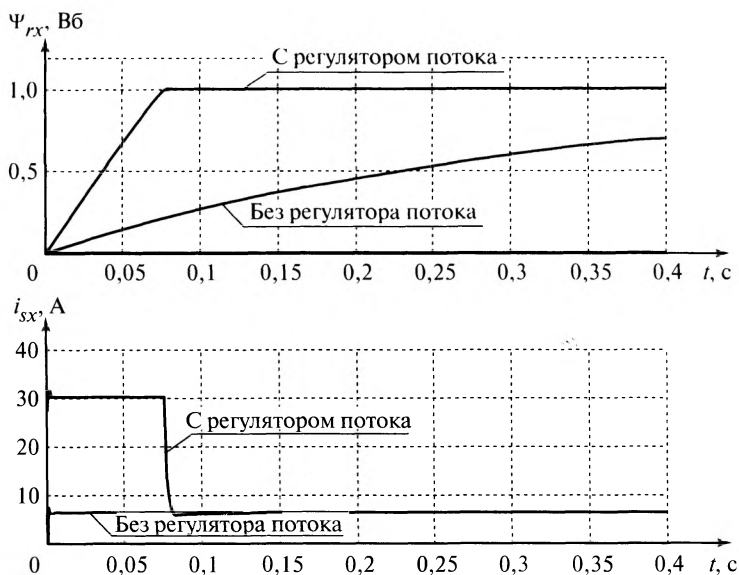


Рис. 6.7. Кривые переходных процессов при намагничивании асинхронного двигателя

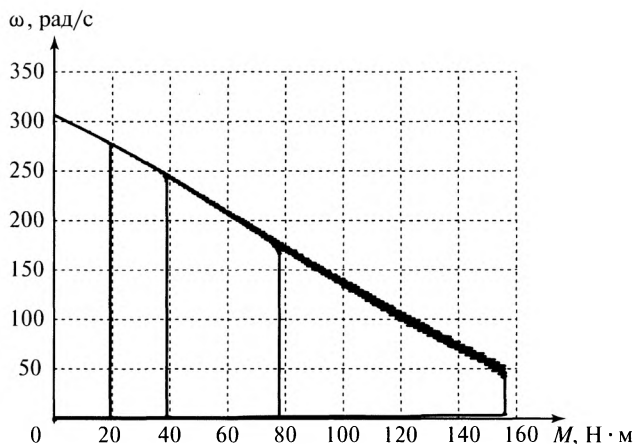


Рис. 6.8. Семейство механических характеристик АД с векторным управлением

Сигнал задания момента преобразуется в задание тока по оси y в соответствии с выражением (6.15) при известных индуктивности ротора, взаимной индуктивности и оценке потокосцепления ротора. В случае, когда в системе имеется регулятор скорости и не требуется точного знания момента на валу, выходной сигнал регулятора может определять не момент, а напрямую задание тока статора по оси y .

Семейство механических характеристик асинхронного электропривода с системой векторного управления для разных токов задания по оси y (20, 40, 80 и 160 А) представлено на рис. 6.8. Максимальное значение момента определяется максимальным током, который в свою очередь определяется напряжением звена постоянного тока и суммарным сопротивлением статорной и роторной цепей. Сверху характеристики ограничены напряжением питания инвертора. Важно понимать, что предельная характеристика не соответствует уравнению (6.14), так как она строится из условия ограничения напряжения инвертора. Уравнение (6.14) описывает характеристику при постоянной ω_k и переменном моменте. Напряжение же для каждой точки в статическом режиме можно получить из статорных уравнений системы (6.10), выразив в выражении все величины через Ψ_{rx} и M :

$$\left. \begin{aligned} u_{sx} &= \frac{\Psi_{rx}}{L_m} R_s - \omega_k L_s \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \right) \frac{L_r}{\Psi_{rx} L_m} M; \\ u_{sy} &= \frac{L_r R_s}{L_m \Psi_{rx}} M + \omega_k \frac{L_s}{L_m} \Psi_{rx}. \end{aligned} \right\} \quad (6.17)$$

Модели наблюдателей для датчиковой системы векторного управления

Для определения положения и амплитуды вектора потокосцепления применяется множество методов. В системе «Трансвектор» поток измерялся в зазоре с помощью датчиков на эффекте Холла, а затем по этим значениям вычислялось потокосцепление ротора. Сейчас преобразователи частоты выпускаются для работы с обычными асинхронными двигателями, у которых нет соответствующих дополнительных измерительных цепей, удорожающих конструкцию, поэтому для оценки потокосцепления ротора применяют косвенные методы, основанные на измерении токов, напряжения и угловой скорости двигателя.

Следует помнить, что рассмотренные здесь методы лишь отражают подход к построению наблюдателей. В реальных системах управления преобразователей частоты используются более сложные структуры, учитывающие эффект насыщения магнитной цепи, изменение сопротивления обмоток в результате нагрева, алгоритмы автоподстройки параметров двигателя по нескольким одновременно работающим моделям. Фирмы тратят большие средства на исследования в этой области, здесь лишь показаны простые физические подходы к наблюдению состояния АД.

Наблюдатель может строиться в любых координатных осях — это могут быть оси α , β , x , y или d , q . Рассмотрим наблюдатель в координатах, жестко связанных со статором. Для этого запишем систему уравнений для роторной цепи и ее потокосцеплений:

$$\left. \begin{aligned} 0 &= i_{r\alpha} R_r + \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} + \omega \Psi_{r\beta}; \\ 0 &= i_{r\beta} R_r + \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} - \omega \Psi_{r\alpha}; \\ \Psi_{r\alpha} &= L_m i_{s\alpha} + L_r i_{r\alpha}; \\ \Psi_{r\beta} &= L_m i_{s\beta} + L_r i_{r\beta}. \end{aligned} \right\} \quad (6.18)$$

Теперь необходимо выразить роторные токи из третьего и четвертого уравнений системы:

$$\left. \begin{aligned} i_{r\alpha} &= \frac{\Psi_{r\alpha} - L_m i_{s\alpha}}{L_r}; \\ i_{r\beta} &= \frac{\Psi_{r\beta} - L_m i_{s\beta}}{L_r} \end{aligned} \right\} \quad (6.19)$$

и подставить их в первое и второе уравнения:

$$\left. \begin{aligned} 0 &= \Psi_{r\alpha} \frac{R_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{s\alpha} + \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} + \omega \Psi_{r\beta}; \\ 0 &= \Psi_{r\beta} \frac{R_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{s\beta} + \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} - \omega \Psi_{r\alpha}, \end{aligned} \right\} \quad (6.20)$$

далее умножить оба уравнения на постоянную времени ротора $T_r = L_r/R_r$ и преобразовать к виду

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{r\alpha} + T_r \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} &= L_m i_{s\alpha} - \omega T_r \Psi_{r\beta}; \\ \Psi_{r\beta} + T_r \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} &= L_m i_{s\beta} + \omega T_r \Psi_{r\alpha}. \end{aligned} \right\} \quad (6.21)$$

По уравнениям системы (6.21) можно построить структурную схему наблюдателя потокосцепления ротора, изображенную на рис. 6.9.

Для данного наблюдателя требуется знание текущей скорости и фазных токов. Значение скорости можно получить, применив тахогенератор или датчик положения. В случае с датчиком положения для вычисления скорости будет требоваться операция дифференцирования.

Следующий наблюдатель можно получить в осях d, q , жестко связанных с положением ротора двигателя. Для этого возьмем уравне-

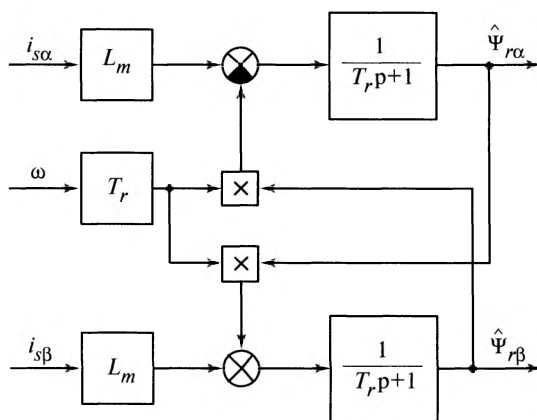


Рис. 6.9. Структура наблюдателя потокосцепления ротора в неподвижных координатах

ния равновесия роторной цепи и уравнения потокосцеплений в осях d, q :

$$\left. \begin{aligned} 0 &= i_{rd}R_r + \frac{d\Psi_{rd}}{dt}; \\ 0 &= i_{rq}R_r + \frac{d\Psi_{rq}}{dt}; \\ \Psi_{rd} &= L_m i_{sd} + L_r i_{rd}; \\ \Psi_{rq} &= L_m i_{sq} + L_r i_{rq}. \end{aligned} \right\} \quad (6.22)$$

Выражаем роторные токи через статорные и потокосцепления ротора:

$$\left. \begin{aligned} i_{rd} &= \frac{\Psi_{rd} - L_m i_{sd}}{L_r}; \\ i_{rq} &= \frac{\Psi_{rq} - L_m i_{sq}}{L_r} \end{aligned} \right\} \quad (6.23)$$

и, подставив их в уравнения равновесия, получим формулы

$$\left. \begin{aligned} L_m i_{sd} &= \Psi_{rd} + T_r \frac{d\Psi_{rd}}{dt}; \\ L_m i_{sq} &= \Psi_{rq} + T_r \frac{d\Psi_{rq}}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (6.24)$$

по которым можно изобразить структурную схему наблюдателя. Кроме полученной структуры в наблюдатель необходимо включить координатное преобразование из токов статора в осях α, β в токи осей d, q (рис. 6.10).

Последним из рассмотренных будет наблюдатель в осях x, y . Как и раньше, воспользуемся уравнениями равновесия ротора (6.10) в осях, связанных с направлением поля ротора, и уравнениями пото-

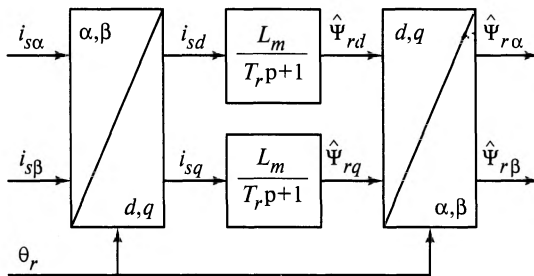


Рис. 6.10. Структура наблюдателя потокосцепления ротора в роторных координатных осях

косцеплений (6.11). Выразив токи ротора через токи статора и пото-
косцепления ротора, получим следующие уравнения равновесия:

$$\left. \begin{aligned} 0 &= \frac{\Psi_{rx} R_r}{L_r} - \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sx} + \frac{d\Psi_{rx}}{dt} - (\omega \Psi_r - \omega) \Psi_{ry}; \\ 0 &= \frac{\Psi_{ry} R_r}{L_r} - \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sy} + \frac{d\Psi_{ry}}{dt} - (\omega \Psi_r - \omega) \Psi_{rx}. \end{aligned} \right\} \quad (6.25)$$

Отметим, что вследствие ориентации осей x, y строго по полю
ротора составляющая потокоцепления по оси y и ее производная
отсутствуют, поэтому уравнения упрощаются:

$$\left. \begin{aligned} L_m i_{sx} &= \Psi_{rx} + T_r \frac{d\Psi_{rx}}{dt}; \\ L_m i_{sy} &= (\omega \Psi_r - \omega) T_r \Psi_{rx}. \end{aligned} \right\} \quad (6.26)$$

По полученным уравнениям можно построить структурные схемы
наблюдателей со входами по скорости ротора (рис. 6.11, а) или
по положению (рис. 6.11, б).

Результаты моделирования работы данных наблюдателей пред-
ставлены на рис. 6.12. Характеристика на рис. 6.12, в показывает
работу системы векторного управления для случая, когда все пара-

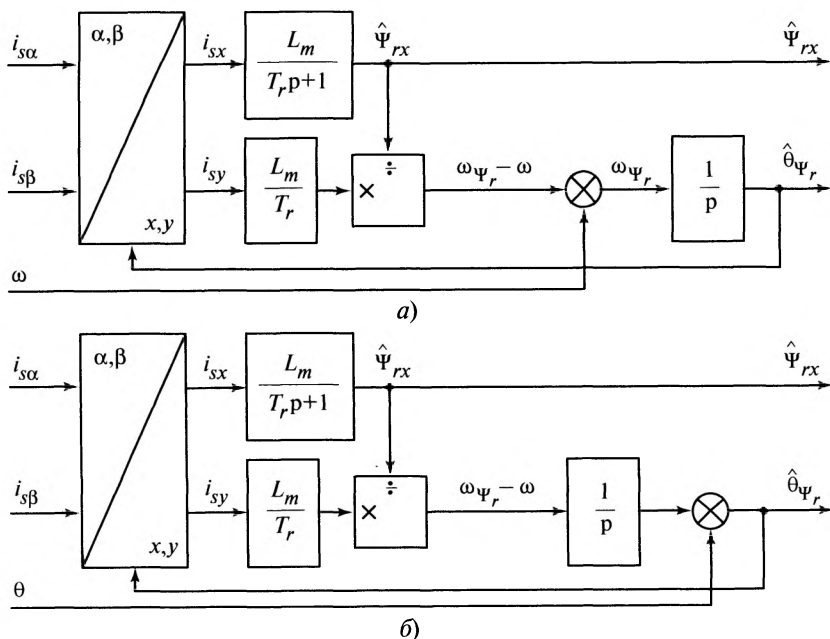


Рис. 6.11. Структуры наблюдателя потокоцепления ротора в осях x, y

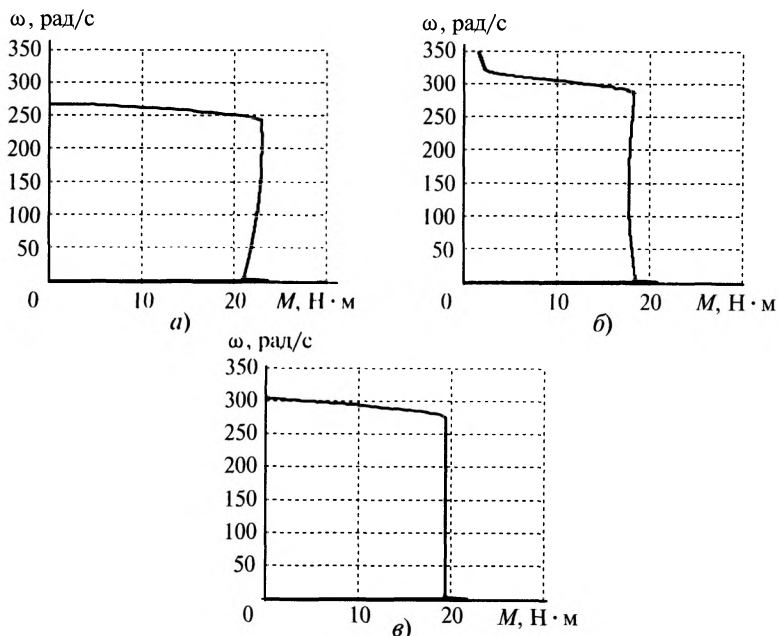


Рис. 6.12. Кривые пуска системы векторного управления с наблюдателем потокоцепления ротора по известной скорости/положению и токам

метры наблюдателя совпадают с параметрами двигателя. Данная ситуация идеальна, так как параметры могут изменяться в процессе нагрева, двигатель насыщается, что приводит к изменению индуктивностей, и, в конце концов, точное измерение параметров двигателя средствами ПЧ — это сложная задача. Поэтому необходимо проверять работу наблюдателей в том числе в условиях, когда заложенные в них параметры двигателя отличаются от реальных. Эталонная характеристика представлена на рис. 6.12, в, процессы пуска при индуктивности в наблюдателе на 30 % меньшей, чем в двигателе, представлены на рис. 6.12, а и на 30 % большей — на рис. 6.12, б. Форма характеристик не зависит от типа используемого наблюдателя, так как в разных координатных осях меняется лишь угол математического описания, а параметры схемы и входные данные остаются прежними.

6.4. Подстройка параметров наблюдателя в процессе работы электропривода

В действительности мы никогда не знаем настоящих значений параметров модели АД. Эти параметры могут изменяться в процессе нагрева АД, изменения потока и момента двигателя. Основные изме-

нения параметров модели двигателя в процессе работы следующие [43]:

- изменение активного сопротивления статора в процессе нагрева;
- изменение активного сопротивления ротора в процессе нагрева;
- изменение активного сопротивления ротора из-за эффекта вытеснения тока;
- изменение взаимной индуктивности из-за насыщения магнитной цепи;
- изменение индуктивностей рассеяния.

Изменение активного сопротивления статора происходит из-за нагрева двигателя в процессе работы. В наблюдателях потокосцепления ротора сопротивление статора не входит, однако в рассмотренных ниже системах векторного управления, функционирующих без датчика скорости или положения ротора (бездатчиковых системах векторного управления) этот параметр используется.

Первичную идентификацию параметра можно выполнить, подав постоянное напряжение на статорные обмотки и измерив ток. В процессе работы электропривода составляющая, вносимая сопротивлением статора достаточно мала, и значение сопротивления сложно выделить на фоне больших значений напряжений и ЭДС, прикладываемых к двигателю. Изменение сопротивления с достаточной точностью можно прогнозировать по тепловой модели двигателя. При известных токах статора, оцененных тепловых потерях, известных параметрах схемы замещения тепловой модели двигателя можно оценить нагрев статорной цепи и соответственно текущее значение сопротивления статора. Кроме того, наблюдатель активного сопротивления ротора косвенно позволяет получить температуру роторной обмотки и в свою очередь уточнить параметры тепловой модели статора.

Сопротивление роторной цепи изменяется в процессе работы из-за нагрева и эффекта вытеснения тока при изменении нагрузки. В отличие от статорной цепи ротор выполняется в виде беличьей клетки и содержит проводники большого сечения, в которых даже на низкой частоте проявляется эффект вытеснения токов. Таким образом, при увеличении скольжения с ростом нагрузки сопротивление ротора растет.

Первичная идентификация параметра возможна при проведении опыта включения или отключения фазы на постоянное напряжение и регрессионного анализа кривой тока. В процессе работы можно осуществлять подстройку сопротивления, например, в квазиустановившихся режимах энергетическим методом.

Взаимная индуктивность сильно изменяется от тока намагничивания. Кривую индуктивности от тока можно снять на холостом ходу.

Для этого на частоте ниже номинальной необходимо изменять напряжение питания и измерять ток холостого хода. Если опыт на холостом ходу сделать не получается, то для квазиустановившихся режимов при разных токах намагничивания можно скорректировать значение взаимной индуктивности энергетическим методом или используя разницу в работе опорной и адаптивной модели [см. «Бездатчиковое векторное управление асинхронным двигателем (векторное управление без датчика скорости)»].

Индуктивность рассеяния меняется несильно в пределах двукратных моментов от номинального момента двигателя.

Рассмотрим пример системы подстройки параметров наблюдателя, который может работать в квазиустановившихся режимах. Для это воспользуемся уравнением статорной цепи, записанным по оси y :

$$u_{sy} = i_{sy}R_s + \frac{d\Psi_{sy}}{dt} + \omega_0\Psi_{sx}. \quad (6.27)$$

В статическом режиме потокосцепление статора по осям x и y постоянно. Выразим потокосцепление по оси x через токи:

$$\Psi_{sx} = L_si_{sx} + L_mi_{rx}. \quad (6.28)$$

При постоянном потока ротора ток ротора по оси x равен нулю, поэтому после подстановки (6.28) в выражение (6.27) оно упрощается:

$$u_{sy} = i_{sy}R_s + \omega_0L_si_{sx}. \quad (6.29)$$

Из полученного уравнения можно выразить полную индуктивность статора, которая за вычетом примерно постоянной индуктивности рассеяния будет определять взаимную индуктивность:

$$L_m = \frac{u_{sy} - i_{sy}R_s}{\omega_0 i_{sx}} - L_{s\sigma}. \quad (6.30)$$

Структура наблюдателя взаимной индуктивности представлена на рис. 6.13. Напряжения статора в осях α, β преобразуются в амплитуду и угол, угол дифференцируется для получения скорости холостого хода ω_0 . Координатные преобразования из α, β в x, y преобразуют токи и напряжения для уравнения (6.30). Полученные данные поступают на блок умножения и деления. Блок должен содержать ограничения на нулевые значения скорости и тока оси x . Полученное значение индуктивности статора за вычетом индуктивности рассеяния поступает на инерционный фильтр, быстродействие которого определяется коэффициентом наблюдателя k_H . Инерционный фильтр представлен в виде интегратора с обратной связью. Это сделано,

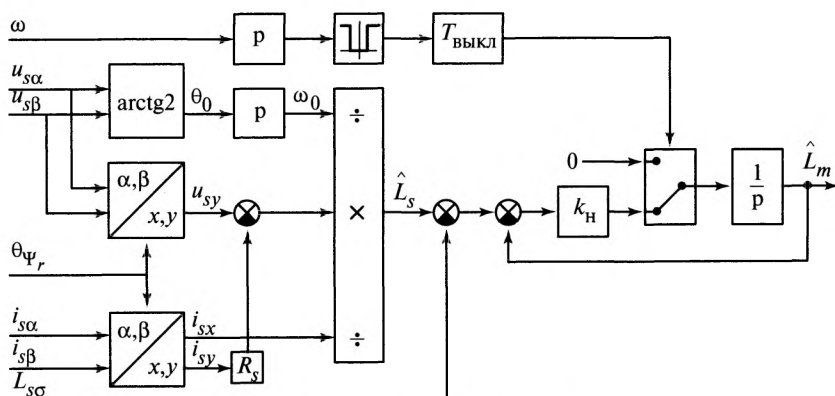


Рис. 6.13. Структура наблюдателя взаимной индуктивности

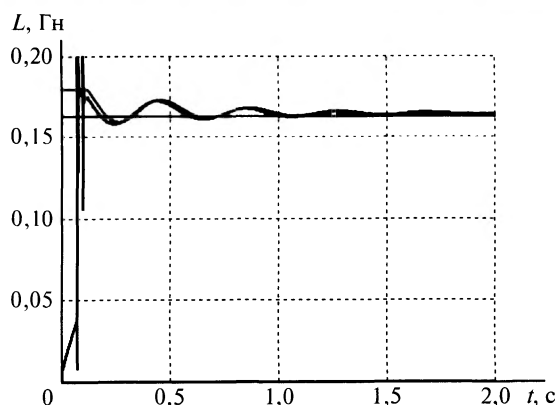


Рис. 6.14. Работа наблюдателя взаимной индуктивности

чтобы можно было блокировать работу наблюдателя в переходных режимах. Так, при ненулевом ускорении переключается мультиплексор и интегратор фиксирует свое значение. Обратное переключение мультиплексора осуществляется с выдержкой времени $T_{\text{выкл}}$, чтобы наблюдатель вновь включился, когда режим работы электропривода можно будет считать квазиустановившемся. Переходный процесс работы наблюдателя представлен на рис. 6.14.

Двигатель работает на фиксированной скорости 150 рад/с. Система векторного управления осуществляет намагничивание и обрабатывает задание момента в 20 Н·м. Тонкая горизонтальная линия — настоящее значение взаимной индуктивности двигателя. Жирной линией изображен график оценки индуктивности в соответствии

с формулой (6.30). Это значение имеет существенные ошибки в переходных режимах. Так как значение взаимной индуктивности входит через L_r в постоянную времени ротора T_r , то наблюдатель потоко-сцепления работает с ошибкой, что приводит к неправильной оценке взаимоиндуктивности по формуле 6.30). Однако с приближением фильтрованного значения к истинному, ошибка в наблюдателе также устраняется, что позволяет получить более точную оценку индуктивности.

Осуществить подстройку значения активного сопротивления роторной цепи можно, сравнив момент, развиваемый двигателем по формуле (6.14), с моментом по формуле

$$M = \frac{u_{s\alpha} i_{s\alpha} + u_{s\beta} i_{s\beta} - i_{s\alpha}^2 R_s - i_{s\beta}^2 R_s}{\omega_0}. \quad (6.31)$$

Формула (6.31) позволяет получить в статике достаточно точную оценку момента. Единственный параметр, который может быть известен с большой ошибкой, — активное сопротивление статорной цепи определяет потери, которые малы и не сильно влияют на точность. Формула (6.14) дает правильную оценку лишь при правильной работе наблюдателя, для которого уже была реализована структура подстройки взаимной индуктивности. Но кроме взаимной индуктивности наблюдатель использует постоянную времени ротора, определяющуюся полной индуктивностью и активным сопротивлением роторной цепи. Полная индуктивность с приемлемой точностью может быть получена по формуле

$$\hat{L}_r = \hat{L}_m + L_{r\sigma}. \quad (6.32)$$

Активное сопротивление роторной цепи следует изменять, чтобы моменты по формулам (6.14) и (6.31) совпали. Структура наблюдателя активного сопротивления ротора представлена на рис. 6.15.

Наблюдатель вычисляет скорость холостого хода путем дифференцирования углового положения вектора напряжения статора. За вычетом текущей скорости получается скольжение. Оценка момента $\hat{M}_1$ получается по формуле (6.14), в которой используются уже рассчитанное скольжение, оценка потоко-сцепления из наблюдателя и оценка активного сопротивления роторной цепи. Оценка момента $\hat{M}_2$ вычисляется по формуле (6.31) с использованием напряжений статора, измеренных токов и известного активного сопротивления статорной цепи. Разница полученных оценок моментов через коэффициент наблюдателя k_n , определяющий быстродействие системы

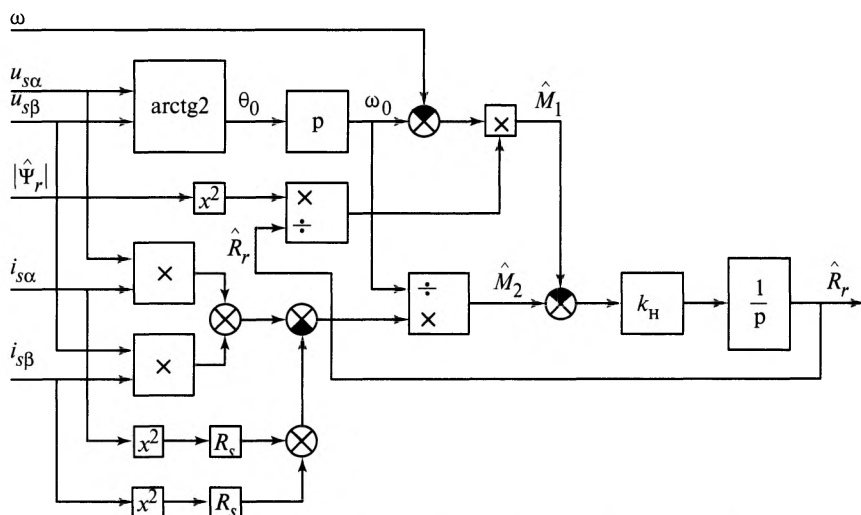


Рис. 6.15. Структура наблюдателя активного сопротивления ротора

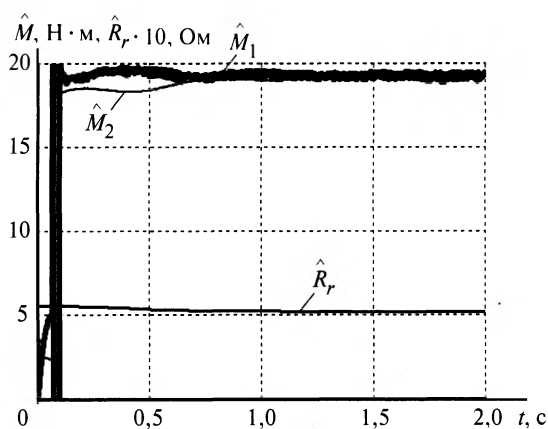


Рис. 6.16. Работа наблюдателя активного сопротивления ротора

подстройки, подается на интегратор, выходной сигнал которого является оценкой активного сопротивления роторной цепи.

Данный наблюдатель включается в работу в квазистатических режимах и должен иметь небольшую скорость подстройки, чтобы переходные процессы, связанные с изменением постоянной времени ротора в наблюдателе потокоцепления, не входили в резонанс с наблюдателем сопротивления ротора. Переходный процесс работы наблюдателя показан на рис. 6.16.

Тонкой линией показана оценка момента $\hat{M}_2$, толстой линией — оценка момента $\hat{M}_1$. Линией средней толщины обозначена оценка активного сопротивления роторной цепи, которая уменьшается со значения 0,6 Ом и стремится к истинному значению 0,5 Ом.

Приведенные выше наблюдатели параметров модели двигателя показывают лишь возможный подход к решению проблемы идентификации и подстройки параметров. В промышленных преобразователях частоты предусмотрены различные режимы предварительной идентификации параметров, и работают более сложные алгоритмы адаптации параметров в процессе работы, которые могут быть использованы в том числе в бездатчиковых системах векторного управления.

6.5. Бездатчиковое векторное управление асинхронным двигателем (векторное управление без датчика скорости)

Для всех рассмотренных выше наблюдателей потокосцепления ротора требовались обязательные знания положения ротора или его угловой скорости. На практике для механизмов, где нет особых требований к точности поддержания скорости, использование датчика положения нежелательно, так как это ведет к увеличению цены и уменьшению надежности электропривода. Как и для синхронных электроприводов, в асинхронных могут применяться наблюдатели, не требующие информации о текущем положении ротора или восстанавливающие ее по доступным для измерения электрическими датчиками параметрам. Можно выделить несколько способов организации наблюдателей для бездатчикового векторного управления (БДВУ), различающихся по принципу работы:

- наблюдатели на основе оценки ЭДС;

- наблюдатели, использующие насыщение и оценку напряжения третьей гармоники;

- наблюдатели, использующие знание магнитных геометрических параметров машины;

- наблюдатели на основе адаптивной модели;

- наблюдатели Калмана и Люенбергера.

В данном параграфе мы рассмотрим наиболее простой наблюдатель потокосцепления ротора на основе оценки ЭДС и дополним его наблюдателем скорости и потокосцеплений на основе адаптивной модели. Этот пример достаточно простой, чтобы понять принцип работы наблюдателя. Следует отметить, что мы не имеем информации о реализации наблюдателей для коммерческих преобразователей

частоты с векторным управлением таких фирм, как Siemens, так как эта информация является секретной и тщательно скрывается.

Запишем уравнения статорной цепи АД:

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} &= i_{s\alpha} R_s + \frac{d\Psi_{s\alpha}}{dt}; \\ u_{s\beta} &= i_{s\beta} R_s + \frac{d\Psi_{s\beta}}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (6.33)$$

Выразим потокосцепления через токи:

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} &= i_{s\alpha} R_s + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + L_m \frac{di_{r\alpha}}{dt}; \\ u_{s\beta} &= i_{s\beta} R_s + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + L_m \frac{di_{r\beta}}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (6.34)$$

Далее выразим токи ротора через потокосцепления ротора и токи статора:

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} &= i_{s\alpha} R_s + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} - \frac{L_m^2}{L_r} \frac{di_{s\alpha}}{dt}; \\ u_{s\beta} &= i_{s\beta} R_s + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} - \frac{L_m^2}{L_r} \frac{di_{s\beta}}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (6.35)$$

что после упрощения даст

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} &= i_{s\alpha} R_s + L_s \sigma \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt}; \\ u_{s\beta} &= i_{s\beta} R_s + L_s \sigma \frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (6.36)$$

где $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ — глобальный коэффициент рассеяния машины.

Полученное выражение очень похоже на наблюдатель ЭДС для синхронного двигателя с постоянными магнитами, рассмотренный в гл. 5. Выходом наблюдателя (рис. 6.17) является релейный параметр

оценки ЭДС по осям α и β — $\frac{L_m}{L_r} \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt}$ и $\frac{L_m}{L_r} \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt}$. Для определения

потокосцепления релейный сигнал следует проинтегрировать. Он не будет иметь фазовой задержки и точно определяет положение и амплитуду

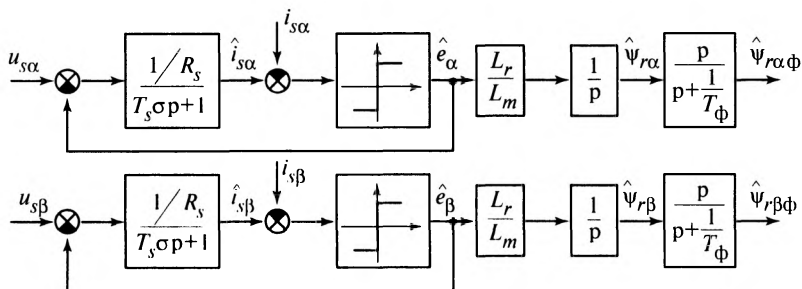


Рис. 6.17. Наблюдатель потокосцепления ротора по известным напряжениям и измеренным токам статора

литуду потокосцепления. Однако из-за прямого интегрирования, неточного знания параметров и погрешностей в измерениях наблюдатель будет накапливать ошибку в виде постоянной составляющей, что приведет через некоторое время к неработоспособности системы управления. Для предотвращения накопления ошибки выходной сигнал интегратора следует пропустить через фильтр низкой частоты с передаточной функцией

$$W_{\phi}(p) = \frac{p}{p + \frac{1}{T_{\phi}}} \quad (6.37)$$

и постоянной времени, например, $T_{\phi} = 0,2$ с. Данное звено исключит из сигнала постоянную составляющую, пропуская высокочастотный сигнал без искажений.

Механическая характеристика БДВУ с представленным наблюдателем показана на рис. 6.18 и снята при следующих условиях: ошибка во взаимной индуктивности модели и индуктивностях рассеяния +10 %, активных сопротивлений статорной и роторной цепей +30 %.

Пуск БДВУ осуществлялся с заданием моментобразующего тока статора в 20 А. Запуск производился в датчиковом режиме с точными данными по потокосцеплению до скорости 16,3 рад/с, после чего происходило переключение на наблюдатель. Следует отметить, что пуск БДВУ, основанных на наблюдателях ЭДС, обычно осуществляется в разомкнутом режиме, и при появлении ЭДС производится переключение на бездатчиковую структуру. В процессе разгона по мере роста ЭДС уменьшалась ошибка оценки потокосцепления. Колебания затухают во времени и не связаны с угловой скоростью двигателя. Если требуется произвести реверс, то это можно сделать и в БДВУ, при условии, что электропривод быстро пройдет область

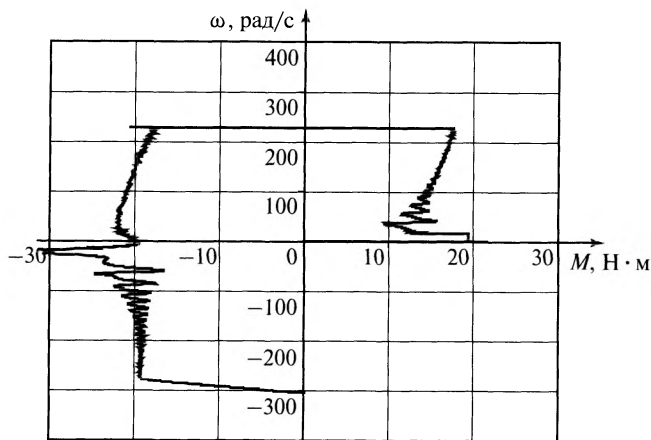


Рис. 6.18. Характеристика работы бездатчиковой системы векторного управления

малых скоростей и наблюдатель не успеет накопить достаточную ошибку, чтобы система управления перестала работать.

Процесс торможения при смене знака задания моментобразующего тока происходит контролируемо вплоть до нулевой скорости, последующий разгон сопровождается сильными колебаниями момента, пока наблюдатель не стабилизируется после прохода области малых скоростей. Интересно, что, несмотря на большие скачки момента, электромеханическая характеристика двигателя с БДВУ не имеет аналогичных всплесков. Амплитуда тока постоянна независимо от скорости и ошибок наблюдателя. Даже на участке, где момент, развиваемый двигателем, оказался большим, регуляторы отработали заданный ток. Большой момент являлся лишь следствием сильного перемагничивания двигателя из-за ошибки наблюдателя, что при тех же заданиях потокообразующего и моментобразующего токов дало больший момент. В реальном двигателе столь сильного увеличения момента наблюдать не будет из-за наличия насыщения магнитной цепи двигателя.

Для определения скорости электропривода можно применить наблюдатель на основе адаптивной модели (Model Reference Adaptive System — MRAS). Адаптивная модель работает совместно с рассмотренной опорной моделью и строится с использованием уравнений роторной цепи (6.21). Если скорость известна, то результат работы адаптивной и опорной моделей должен быть одинаков. Если скорость оценена неправильно, то между векторами потокоцеплений ротора двух моделей появится рассогласование. Это рассогласование можно использовать, чтобы уточнить оценку скорости двигателя и добиться совпадения результатов работы двух моделей. Структурная схема

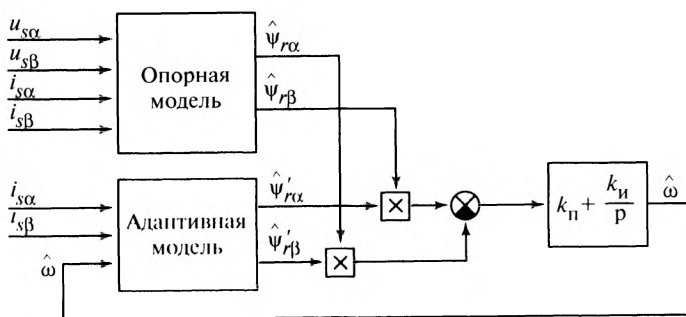


Рис. 6.19. Функциональная схема наблюдателя скорости на основе адаптивной модели

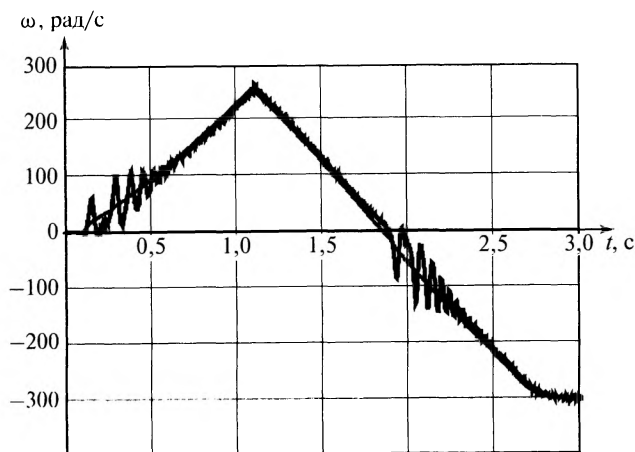


Рис. 6.20. Осциллограмма работы наблюдателя скорости на базе адаптивной модели

наблюдателя скорости на основе адаптивной модели представлена на рис. 6.19.

По разности сигналов оценки потокосцепления двух моделей работает ПИ-регулятор, который, изменяя оценку скорости, стремится свести угловую ошибку наблюдения потокосцеплений к нулю. Результат работы системы показан на осциллограмме рис. 6.20, где тонкой линией показана реальная скорость, а жирной линией — наблюдаемая.

Настройка регулятора наблюдателя скорости должна учитывать постоянную времени роторной цепи, так как эта величина определяет инерционность адаптивной модели. Переходный процесс имеет колебательность, но после успокоения колебаний работа происходит без существенной ошибки в статических и динамических режимах.

6.6. Прямое управление моментом

Метод прямого управления моментом (ПУМ) был предложен как развитие векторного управления I. Takahashi и T. Nogushi [40, 41] в 1986 г. Если рассмотреть уравнения статорной цепи любого двигателя

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} &= i_{s\alpha} R_s + \frac{d\Psi_{s\alpha}}{dt}; \\ u_{s\beta} &= i_{s\beta} R_s + \frac{d\Psi_{s\beta}}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (6.38)$$

и уравнение момента

$$M = \Psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{s\beta} i_{s\alpha}, \quad (6.39)$$

то становится очевидно, что для определения момента АД по уравнению (6.39) достаточно статорных переменных, входящих в (6.38), т.е. можно не иметь информации о том, какие процессы происходят в роторной цепи. Более того, можно не знать, какого типа ротор используется в электрической машине.

Если в системе векторного управления с ориентацией по потоко-сцеплению ротора требуется двухконтурная система стабилизации потока, то стабилизация потока статора может осуществляться релейным регулятором, так как выражения системы (6.38) содержат лишь одну операцию интегрирования.

Для координат x , y , направленных по положению потоко-сцепления статора, уравнение момента переписывается следующим образом:

$$M = \Psi_{sx} i_{sy} - \Psi_{sy} i_{sx}, \quad (6.40)$$

или

$$M = \Psi_{sx} i_{sy}, \quad (6.41)$$

так как при ориентации осей по потоку статора $\Psi_{sy} = 0$. Из выражения (6.41) следует, что для создания момента следует изменять ток по оси, перпендикулярной потоку статора двигателя.

Схожий результат был получен и в системе векторного управления, однако там не было оснований использовать для регулирования потока релейный регулятор, хотя для регулирования моментобразующего тока релейный регулятор подходит.

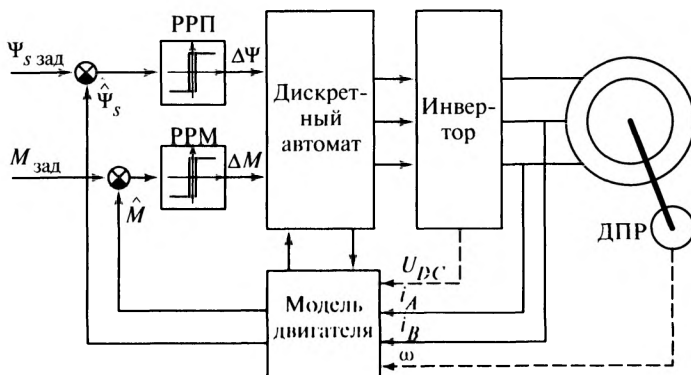


Рис. 6.21. Структура системы прямого управления моментом:

РРП — релейный регулятор потока; РРМ — релейный регулятор момента; ДПР — датчик положения ротора

Структура системы прямого управления моментом (ПУМ) показана на рис. 6.21. Она содержит релейные регуляторы потока и момента, которые могут в общем случае выполняться с зонами гистерезиса и быть двухпозиционными ($-\max$, $+\max$) или трехпозиционными ($-\max$, 0 , $+\max$). Регуляторы работают без привязки к каким-либо осям сами по себе. Это сделано, чтобы можно было оптимальным образом выбирать требуемое состояние инвертора для изменения потока или момента.

В векторной системе управления раздельно регулируется ток по осям x и y , что определяет необходимые напряжения для поддержания потока и момента. Если напряжения выходят на максимальный уровень, реализуемый инвертором, то необходимо детально реализовывать алгоритм ограничения, сохраняя потокообразующую составляющую тока или моментобразующую. В ПУМ это делается на уровне блока коммутации ключей, который, имея на входе ошибку поддержания потокоцепления, ошибку поддержания момента и угловое положение вектора потокоцепления статора, определяет, какое состояние инвертора требуется для изменения контролируемых величин в нужную сторону.

По информации о состоянии инвертора или приложенным к фазам напряжениям, токам фаз и, иногда, положению или скорости двигателя наблюдатель, представляющий собой математическую модель двигателя, определяет положение потокоцепления статора, амплитуду потокоцепления и развиваемый двигателем момент. Эта информация используется в качестве обратной связи и для блока коммутации ключей инвертора.

Блок коммутации ключей инвертора

Уравнения статорных обмоток АД, записанные в осях x, y

$$\left. \begin{aligned} u_{sx} &= i_{sx}R_s + \frac{d\Psi_{sx}}{dt} - \omega_k \Psi_{sy}; \\ u_{sy} &= i_{sy}R_s + \frac{d\Psi_{sy}}{dt} + \omega_k \Psi_{sx} \end{aligned} \right\} \quad (6.42)$$

можно упростить, зная, что составляющая потокосцепления статора Ψ_{sy} и ее производная равны нулю. Тогда уравнения запишутся в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} u_{sx} &= i_{sx}R_s + \frac{d\Psi_{sx}}{dt}; \\ u_{sy} &= i_{sy}R_s + \omega_k \Psi_{sx} \end{aligned} \right\} \quad (6.43)$$

откуда следует, что для поддержания потокосцепления необходимо небольшое напряжение, которое должно компенсировать падение напряжения на сопротивлении статора, а для поддержания момента требуется максимальное напряжение, так как в формулу по оси y входит большая величина $\omega_k \Psi_{sx}$ — ЭДС.

Рассмотрим возможную реализацию блока коммутации ключей инвертора, построенную для регуляторов потока и момента с двухпозиционными релейными регуляторами. Пусть вектор потокосцепления статора находится в первом секторе, как показано на рис. 6.22.

Гарантированное увеличение потокосцепления в первом секторе достигается состоянием инвертора «100» (включены верхний тран-

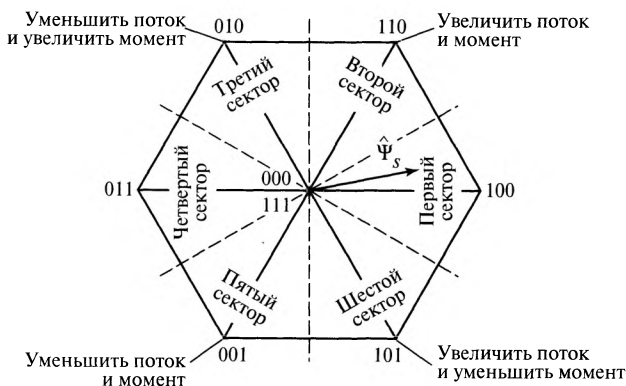


Рис. 6.22. Пример набора векторов напряжения для системы прямого управления моментом с вектором потокосцепления статора, расположенным в первом секторе

зистор фазы A , нижние фаз B и C). Достаточно эффективно с поддержанием потока могут справляться вектора «110» и «101», хотя в узких зонах, близких к углам $\pi/6$ и $-\pi/6$ поддержание потока невозможно. Следует отметить, что для вращающегося двигателя эти зоны не окажут сколько-нибудь сильного влияния на развиваемый момент. Уменьшение потокоцепления можно добиться, выбирая любые другие оставшиеся вектора: «000», «111», «010», «011», «001». Для увеличения момента, развиваемого электродвигателем, следует применять вектора «010» и «110», а для уменьшения — «001» и «101».

Если сопоставить набор векторов, изменяющих момент или поток, то можно выделить вектора, позволяющие одновременно увеличить поток и момент — «110», уменьшить поток и увеличить момент — «010», увеличить поток и уменьшить момент — «101» и уменьшить поток и момент — «001». Аналогичным образом можно определить состояния инвертора для каждого из секторов и выходов регуляторов потока и момента. Результат представлен в табл. 6.1.

Из табл. 6.1 следует, что инвертор не использует нулевых состояний («000» и «111»). Это приводит к тому, что производная изменения момента всегда максимальна, а следовательно, максимальна и пульсация момента, что не является оптимальным по механике и по энергетике. Для снижения пульсаций момента и оптимизации коммутационной стратегии можно разработать иные таблицы, использующие в качестве входных данных не только выходы регуляторов, но и предыдущие состояние инвертора, направление вращения и знак задаваемого момента.

Приведем пример. Пусть известно, что задание момента положительное. Тогда для всех случаев, когда требуется одновременно уменьшать поток и момент можно использовать состояния либо «000», либо «111». При этом номер состояния, в которое следует переходить, будет определяться текущим состоянием инвертора. Если были включены два верхних ключа (например, «110»), то выгоднее

Таблица 6.1

Таблица коммутации ключей инвертора в системе ПУМ

Условия		Сектор					
		1	2	3	4	5	6
$\Delta\Psi_s > 0$	$\Delta M > 0$	110	010	011	001	101	100
	$\Delta M < 0$	101	100	110	010	011	001
$\Delta\Psi_s < 0$	$\Delta M > 0$	010	011	001	101	100	110
	$\Delta M < 0$	001	101	100	110	010	011

Таблица коммутации ключей инвертора в системе ПУМ

Условия при $M_{\text{зад}} > 0$		Сектор						
		Предыдущее состояние инвертора	1	2	3	4	5	6
$\Delta\Psi_s > 0$	$\Delta M > 0$	xxx	110	010	011	001	101	100
	$\Delta M < 0$	xxx	101	100	110	010	011	001
$\Delta\Psi_s < 0$	$\Delta M > 0$	xxx	010	011	001	101	100	110
	$\Delta M < 0$	000	000	000	000	000	000	000
		001	000	000	000	000	000	000
		011	111	111	111	111	111	111
		010	000	000	000	000	000	000
		110	111	111	111	111	111	111
		100	000	000	000	000	000	000
		101	111	111	111	111	111	111
		111	111	111	111	111	111	111

переходить в состояние «111», так как при этом будет коммутироваться только одна стойка инвертора. Если инвертор находился в состоянии с двумя включенными нижними транзисторами, то лучше перейти в состояние «000». В табл. 6.2 приведены правила переходов для описанного случая.

Механические и электромеханические характеристики в системе ПУМ

Для получения механических и электромеханических характеристик в системе с ПУМ будем использовать структуру рис. 6.21 с двухпозиционными релейными регуляторами и нулевой зоной гистерезиса. Установим частоту принятия решений регулятора равной 50 кГц. Эта частота должна быть на порядок больше, чем частота ШИМ для векторного управления, что будет соответствовать примерно такой же частоте коммутаций ключей.

Несмотря на то, что потокосцепление статора устанавливается достаточно быстро, необходимо в любом случае дождаться возникновения потока ротора, так как в чистом виде поток рассеяния не может участвовать в образовании момента. В случае приведенных ниже характеристик (рис. 6.23) задание момента подавалось спустя 0,5 с после начала намагничивания машины.

В первом случае задание момента составило 60 Н·м, что больше критического момента данного двигателя. Разгон закончился при выходе инвертора на максимальное напряжение. Следует отметить, что ток в двигателе в первый момент времени был около 67 А,

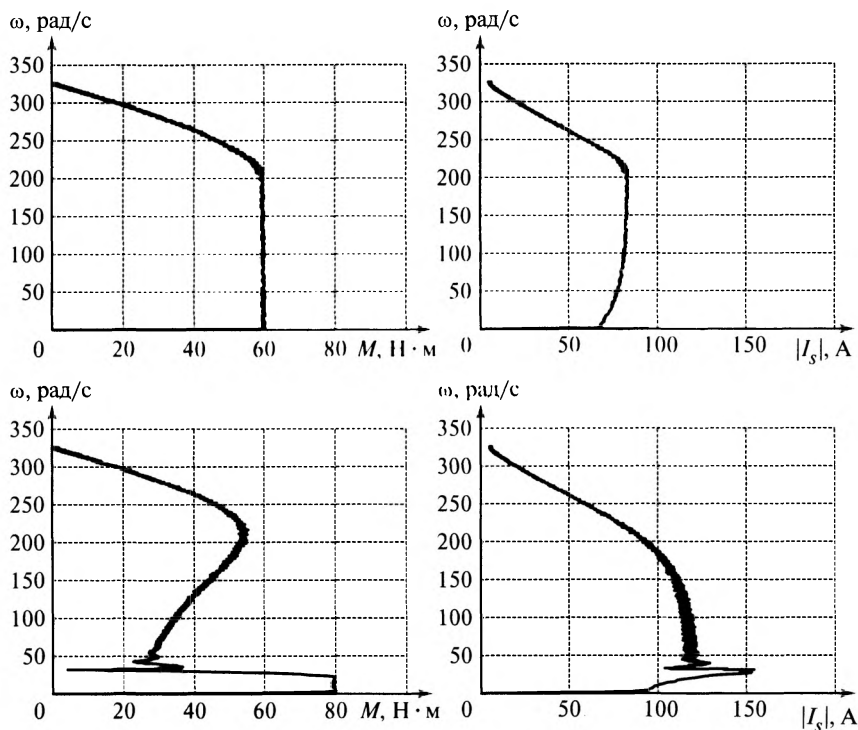


Рис. 6.23. Механические и электромеханические характеристики

а затем вырос до 80 А. Чтобы объяснить причину такого явления, обратимся к следующему опыту с заданием момента 80 Н·м. В начале разгона двигатель выдавал 80 Н·м, однако ток начал расти с 92 до 155 А, когда момент резко упал. Причина произошедшего в том, что потокосцепление статора состоит из двух потоков — потока рассеяния и потока намагничивания, который сцеплен с роторной цепью. Система управления поддерживала общий поток, в это время моментобразующая составляющая тока статора росла, образуя большую составляющую потока рассеяния статора. Сумма этих потоков оставалась постоянной. Вместе с тем при росте потока рассеяния начал уменьшаться поток намагничивания машины и для поддержания момента требовалось увеличить ток, что в свою очередь привело к еще более сильному снижению главного потока машины. На скорости 25 рад/с инвертор начал выдавать максимальное напряжение и не смог более поддерживать заданный момент. Частота инвертора достигла приблизительно 50 Гц, что определяется запасом напряжения инвертора и заданием потокосцепления статора, основная составляющая которого перешла в поток рассеяния.

Наблюдатели в системах прямого управления моментом

Для наблюдения потокосцепления статора и момента можно использовать уравнения (6.38) и (6.39). Известны прикладываемые к двигателю напряжения и протекающие в обмотках токи. Разницу напряжений и падений напряжения на активном сопротивлении статора можно проинтегрировать и получить оценку потокосцеплений статора:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\hat{\Psi}_{s\alpha}}{dt} &= u_{s\alpha} - i_{s\alpha}R_s; \\ \frac{d\hat{\Psi}_{s\beta}}{dt} &= u_{s\beta} - i_{s\beta}R_s. \end{aligned} \right\} \quad (6.44)$$

Механические и электромеханические характеристики системы ПУМ с таким наблюдателем представлены на рис. 6.24.

Характеристики (рис. 6.24, б) сняты при сопротивлении статора наблюдателя $R_{s \text{ наб}}$, точно совпадающим с сопротивлением статорной обмотки двигателя. На рис. 6.24, в помещены графики при сопротивлении статорной цепи наблюдателя на 10 % большем, чем в реальном двигателе. Система перестала быть работоспособной из-за накопления ошибки в результате прямого интегрирования. Если сопротивление статорной цепи наблюдателя меньше чем двигателя, то система управления работает устойчиво, как показано на рис. 6.24, а.

Надо понимать, что гарантировать устойчивость системы, задав в наблюдателе заведомо меньшее сопротивление статорной цепи, нельзя. Помимо погрешности в сопротивлении может быть погрешность в измеряемом токе (например, наличие небольшой постоянной составляющей в канале датчика или АЦП микроконтроллера), может быть ошибка воспроизведения заданных напряжений инвертором, изменяется и эквивалентное сопротивление инвертора, надо учитывать влияние «мертвого» времени и т.д. Повысить устойчивость наблюдателя можно, введя фильтр низкой частоты (6.37) в оценку потокосцеплений, подобно тому, как это было сделано в наблюдателе потокосцеплений ротора для БДВУ.

Введение фильтра на низкой частоте приводит к тому, что система управления в процессе намагничивания двигателя задает поток больший, чем требуется. Это связано с тем, что в процессе намагничивания поток, достигший заданного значения, поддерживается постоянным, в то время как значение его оценки, пропущенное через фильтр низкой частоты, снижается, что приводит к увеличению реального потокосцепления для поддержания оценки на заданном уровне. Для компенсации снижения оценки потокосцепления на низких частотах

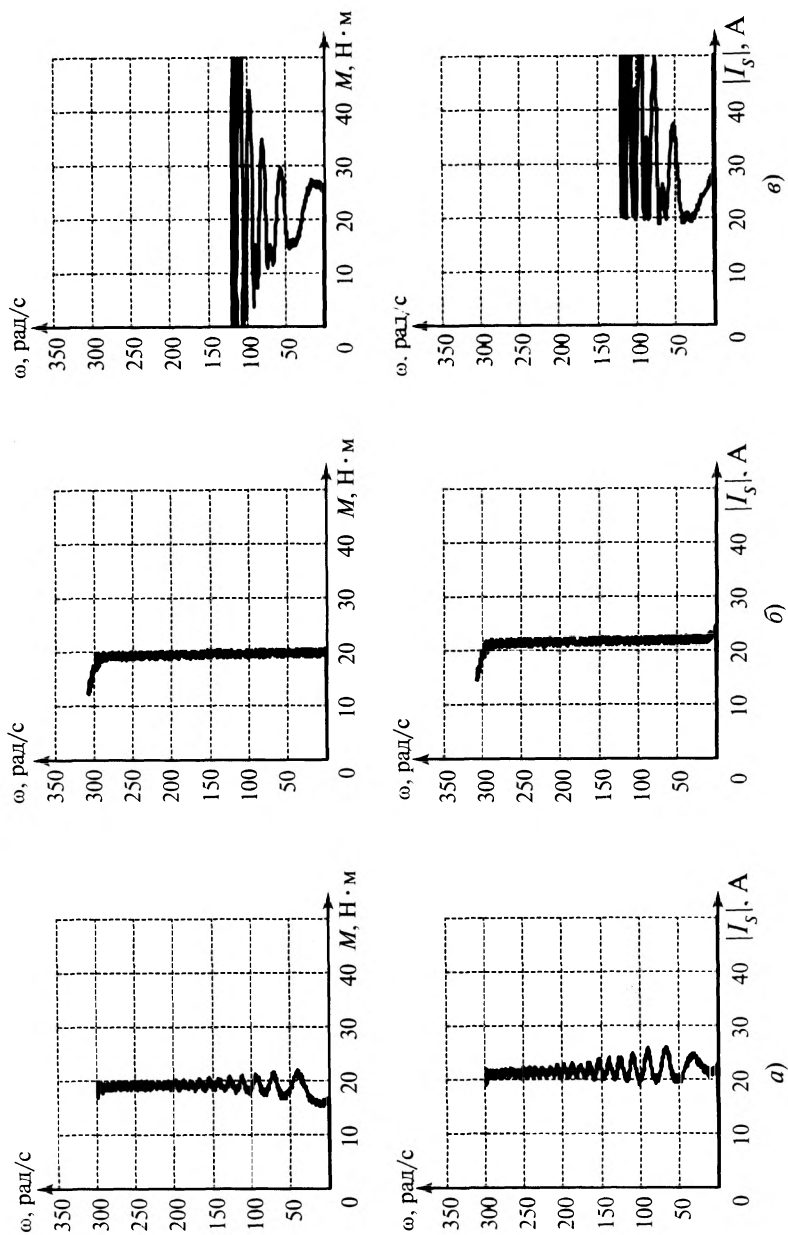


Рис. 6.24. Характеристики работы системы ПУМ с разными ошибками параметра наблюдателя потокоосцепления статора:
 a — $R_{s \text{ наб}} = 0,9 R_s$; b — $R_{s \text{ наб}} = 1,0 R_s$; e — $R_{s \text{ наб}} = 1,1 R_s$

в [43, 44] предлагается ввести в модель коррекцию по заданию потока, как это показано на рис. 6.25.

Тогда при полностью достоверных параметрах наблюдателя структура покажет переходный процесс, аналогичный показанному на рис. 6.24, б. Для сопротивления наблюдателя на 10 % меньшего, чем у двигателя, процессы пуска с коррекцией и без нее представлены на рис. 6.26. Характер процессов получается похожим, однако в системе с коррекцией при чуть меньших начальных колебаниях их затухание происходит немного медленнее, так как система получается частично разомкнутой за счет введения составляющей задания.

Рассмотренный наблюдатель не требует знания угловой скорости электродвигателя, однако качество его работы оказывается удовлетворительным только на высоких скоростях. Если имеется датчик положения или скорости, то можно воспользоваться наблюдателями потокоцепления ротора, рассмотренными ранее для датчиковых систем векторного управления, чтобы уточнить результаты работы наблюдателя потокоцепления статора. Пусть имеется оценка потокоцеплений ротора в осях α , β , тогда в уравнениях

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{s\alpha} &= L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha}; \\ \Psi_{s\beta} &= L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \end{aligned} \right\} \quad (6.45)$$

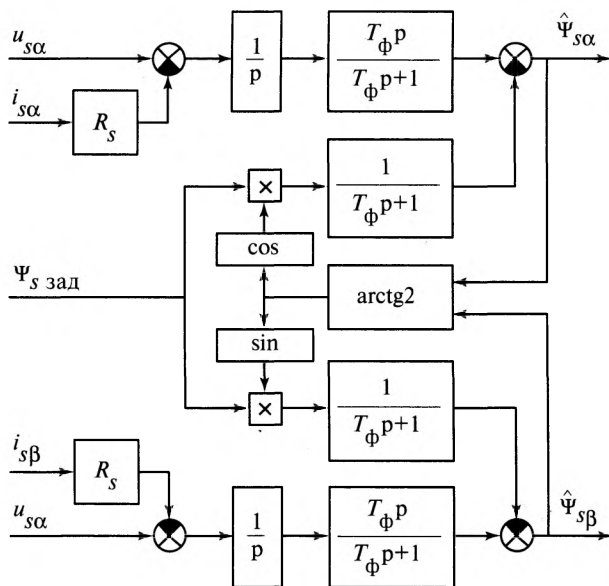


Рис. 6.25. Наблюдатель потокоцепления статора с коррекцией по заданному значению потокоцепления

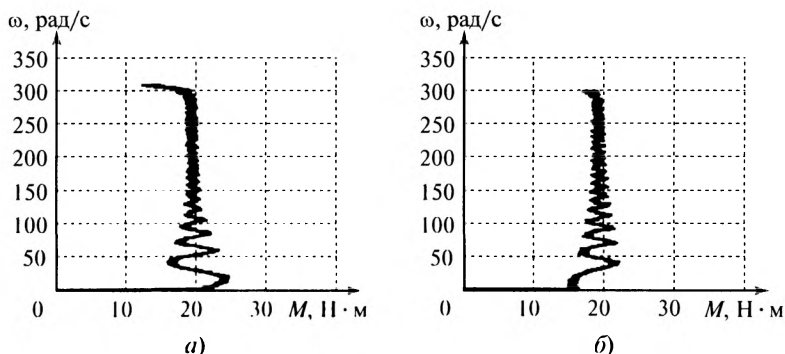


Рис. 6.26. Характеристики процесса пуска системы ПУМ и модифицированным наблюдателем:

a — с фильтром низкой частоты без коррекции по заданию; *б* — с фильтром низкой частоты с коррекцией по заданию

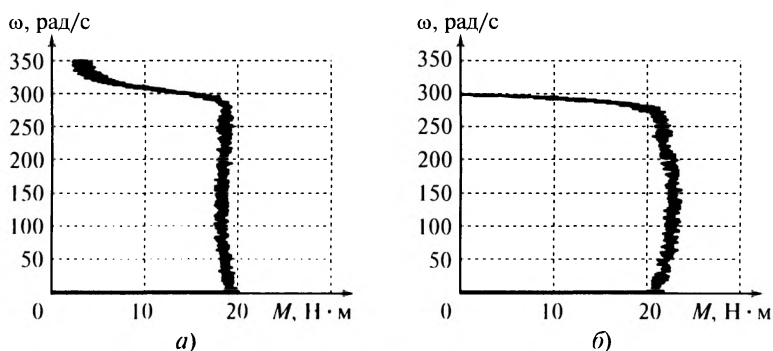


Рис. 6.27. Характеристики процессов пуска системы ПУМ с наблюдателем потоко-сцепления ротора по токам статора и датчику скорости с пересчетом в потоко-сцепления статора

заменим токи ротора в соответствии с уравнениями (6.19) и получим оценку потоко-сцеплений статора через ток статора и потоко-сцепление ротора:

$$\left. \begin{aligned} \hat{\Psi}_{s\alpha} &= L_s i_{s\alpha} + \frac{L_m}{L_r} \hat{\Psi}_{r\alpha} - L_s \frac{L_m^2}{L_r L_s} i_{s\alpha} = \frac{L_m}{L_r} \hat{\Psi}_{r\alpha} + L_s \sigma i_{s\alpha}; \\ \hat{\Psi}_{s\beta} &= L_s i_{s\beta} + \frac{L_m}{L_r} \hat{\Psi}_{r\beta} - L_s \frac{L_m^2}{L_r L_s} i_{s\beta} = \frac{L_m}{L_r} \hat{\Psi}_{r\beta} + L_s \sigma i_{s\beta}. \end{aligned} \right\} \quad (6.46)$$

Полученный наблюдатель будет устойчивым, так как его работа корректируется сигналом положения или скорости двигателя. Характеристики процесса пуска системы ПУМ с данным наблюдателем при индуктивностях наблюдателя, завышенных на 30 %, показан на рис. 6.27, а, а заниженных на 30 % — на рис. 6.27, б.

Выводы

В данной главе рассмотрены основные способы частотного управления асинхронного электропривода, однако следует понимать, что мы не имеем ни малейшего представления, как данные вопросы решены в реальных промышленных преобразователях частоты фирм Siemens и ABB. Данная глава лишь показывает подходы к решению задач управления асинхронным электроприводом. Мы показали, что система ПУМ уступает векторному управлению по энергетике и перегрузочной способности, но очень сомнительно, что фирма ABB слепо последовала советам I. Takahashi и T. Nogushi и сделала систему управления с характеристиками, заведомо уступающими векторному управлению фирмы Siemens.

Вместе с тем удалось показать, что во всех системах регулирования момент создается путем формирования тока по оси, перпендикулярной потоку машины, а это означает, что темп нарастания момента в системе векторного управления и прямого управления моментом одинаков. Он определяется превышением напряжения питания инвертора над мгновенной ЭДС двигателя и индуктивностями рассеяния статора и ротора. Если же систему векторного управления с ориентацией по потокосцеплению ротора снабдить релейными регуляторами, то она превзойдет систему ПУМ от I. Takahashi и T. Nogushi по быстродействию и перегрузочной способности.

Контрольные вопросы и задания

1. Выведите выражение для напряжения в функции частоты для постоянного момента нагрузки с учетом активного сопротивления статорной цепи.
2. Выведите выражение для напряжения в функции частоты для условия постоянства потокосцепления статора.
3. Выведите выражение (6.17) из (6.10), воспользовавшись заменами из уравнений (6.11) и (6.15).
4. Используя уравнения или векторные диаграммы, покажите, что система ПУМ имеет меньшее отношение момента к току статора, чем СВУ.
5. Для асинхронных двигателей серии 4А с частотами вращения 3000 и 1000 об/мин и мощностями 1,5, 15, и 160 кВт оцените время нарастания момента от нуля до номинала в СВУ и ПУМ для остановленного электропривода (поток создан заранее) и вращающегося на половине номинальной скорости.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Книга прочитана, что осталось за кадром?

Ни одна книга не может вместить всего материала, но лучше прекратить писать книгу и издать ее сейчас, чем бесконечно улучшать и дописывать новые главы. Здесь хотелось бы обозначить лишь те моменты, которые должны обязательно присутствовать в курсе, но тем не менее в нем отсутствуют:

в главе про электрические машины нет вентильно-индукторного двигателя ни с самовозбуждением, ни с независимым возбуждением. Нет обособленной информации про становящиеся популярными реактивные машины;

в главе про силовые преобразователи нет схемы высоковольтных преобразователей с плавающими конденсаторами;

не рассмотрены вопросы построения систем управления в физических единицах с использованием аппаратной поддержки вычислений с плавающей точкой на новых микроконтроллерах семейств Delfino и Concerto;

в системах управления двигателями постоянного тока отсутствуют следящие электроприводы (трехконтурные системы с обратной связью по положению) и особенности, с ними связанные. Нет информации о позиционных электроприводах (есть в курсе «Электропривод с вентильным и шаговым двигателями»);

синхронный электропривод рассмотрен очень сокращенно. Нет примера системы прямого управления моментом;

асинхронный электропривод представлен самыми простыми, но не самыми лучшими примерами наблюдателей. Нет примера системы с ослаблением потока. Нет примера начальной идентификации параметров двигателя, а алгоритм подстройки в процессе работы далек от реально используемых;

нет раздела по системам управления вентильно-индукторными двигателями с самовозбуждением;

нет раздела про организацию защит в современных электроприводах.

Если книга понравится читателю, то указанные недостатки можно устранить в последующем издании.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. **Бородин А.** Технология DLP. 2000. <http://www.ixbt.com/dvd/dlp.html>
2. **Fitzgerald A.E., Kingsley C.JR., Umans S.D.** Electric Machinery, 6th edition, McGraw-Hill, 2005.
3. **White D.C., Woodson H.H.** Electromechanical Energy Conversion. The MIT Press, 1968.
4. **Макдональд Т.** Преимущества силовых приборов на базе GaN от International Rectifier // Новости электроники (Компел). 2010. № 7. С. 29—32.
5. **Козаченко В.Ф.** Основные тенденции развития встроенных систем управления двигателями и требования к микроконтроллерам // Chip News. 1999. № 1.
6. **Козаченко В.Ф.** Практическое руководство по применению 16-разрядных микроконтроллеров Intel MCS-196/296 во встроенных системах управления. — М.: ЭКОМ, 1997.
7. **Анучин А.С.** Автоматизированный электропривод. Описание лабораторных стендов: методическое пособие. М.: Издательский дом М'ИИ, 2012.
8. **Analog Devices, Motion Control Seminar**, 1999.
9. **Анучин А.С.** Широтно-импульсная модуляция методом реализации мгновенных фазных потенциалов для трехфазных инверторов напряжения // Труды V Международной (16 Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2007, Санкт-Петербург. 2007. С. 263—265.
10. **ACS711**, Allegro, <http://www.farnell.com/datasheets/1481252.pdf>
11. **ACS758**, Allegro, http://www.allegromicro.com/en/Products/Part_Numbers/0758/0758.pdf
12. **Implementation of a Speed Field Orientated Control of Three Phase AC Induction Motor using TMS320F240** / Literature Number: BPRA076 / Texas Instruments Europe / March 1998.
13. **Alter D.** Using the Capture Units for Low Speed Velocity Estimation on a TMS320C240 / APPLICATION BRIEF: SPRA363. July 1997.
14. **Quang N.P., Dittrich J-A.** Vector Control of Three-Phase AC Machines: System Development in the Practice (Power Systems). Springer, 2008.
15. **Поляков К.Ю.** Основы теории цифровых систем управления: учебное пособие. — СПб.: СПбГМТУ, 2006.
16. **Ключев В.И.** Теория электропривода: учебник для вузов. М.: Энергоатомиздат, 2001.
17. **Анучин А.С.** Система управления с прогнозированием для реализации контура тока предельного быстродействия // Труды МЭИ. Электропривод и системы управления. 2010. Вып. 686. С. 69—76.
18. **Козаченко В.Ф.** Перспективная микропроцессорная элементная база и опыт разработки современных систем управления электроприводами и силовыми преобразователями энергии // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. Вып. 3. Издательство ТулГУ, 2010. Ч. 1. С.14—28.

19. **Smith O.J.M.** Closed Control of Loops with Dead Time // *Chemical Engineering Progress*. 1957. Vol. 53. P. 217–219.
20. **Ingimundarson A. and Hagglund T.** Robust Tuning Procedures of Dead-Time Compensating Controllers // *Control Engineering Practice*. 2001. № 9. P. 1195–1208.
21. **Liske A., Hofmeier P., Braun M.** Extended straightforward current control for permanent magnet synchronous machines // *15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 2013. P. 1–10.
22. **Becker F., Ennadifi H., Braun M.** Straightforward Current Control – One Step Controller based on Current Slope Detection // *EPE JOURNAL*. 2012. P. 13–21.
23. **Анучин А.С., Арискиня Л.В.** Синтез двухконтурной системы управления ДСДС-преобразователя напряжения в режиме непрерывного тока для приводов с регулируемым промежуточным значением постоянного тока // *Труды МЭИ. Электропривод и системы управления*. 2002. Вып. 679. С. 52–65.
24. **Анучин А.С., Силяев Ф.А.** Блок регулирования напряжения для автономной системы электроснабжения пассажирских вагонов поездов дальнего следования // *Электрооборудование: эксплуатация и ремонт*. 2010. № 6. С. 55–6.
25. **Johnson M.A., Moradi M.H.** PID Control. New Identification and Design Methods. London: Springer, 2005.
26. **Hippe P.** Windup in Control. Its Effects and Their Prevention. London: Springer, 2006.
27. **Visioli A.** Practical PID Control. London: Springer, 2006.
28. **Astrom K., Hagglund T.** PID Controllers: Theory, Design and Tuning. Instrument Society of America, 1995.
29. **Bohn C., Atherton D.P.** An Analysis Package Comparing PID Antiwindup Strategies // *IEEE Control System Magazine*. 1995. Pp. 34–40.
30. **Vrancic D., Peng Y., Juricic D.** Some aspects and design of anti-windup and conditioned transfer // *J. Stefan Institute, Report DP-7169*. 1995.
31. **Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors / Literature Number: BPR073 / Texas Instruments Europe / February 1998.**
32. **Встраиваемые** высокопроизводительные системы управления: учебное пособие / Д.И. Алямкин, А.С. Анучин, А.В. Дроздов и др. М.: Издательский дом МЭИ, 2010.
33. **Козаченко В.Ф.** Эффективный метод программной реализации дискретных управляющих автоматов во встроенных системах управления // *Энергосбережение*. 2005. № 7.
34. **Анучин А.С.** Реализация на микроконтроллере TMS320x24xx ПИ-регулятора повышенной точности для электропривода // *Труды МЭИ. Электропривод и системы управления* 2002. Вып. 678. С. 42–48.
35. **Поляков К.Ю.** Теория автоматического управления для «чайников», 2008. http://kpolyakov.narod.ru/download/tau_dummy.pdf
36. http://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds190-Zynq-7000-Overview.pdf
37. **Терехов В.М., Осипов О.И.** Системы управления электроприводов. М.: Академия, 2005.

38. **Дроздов А.В.** Разработка системы бездатчикового векторного управления вентильно-индукторным двигателем с независимым возбуждением: Дис. ... канд. техн. наук., М., 2008.
39. **Takahashi I., Nogushi T.** A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor // IEEE Trans. Industry Applications. 1986. Vol. 1A-22. Pp. 820—827.
40. **Takahashi I., Ohimori Y.** High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor // IEEE Trans. Industry Applications. 1989. Vol. 25. Pp. 257—264.
41. **Козярук А.Е., Рудаков В.В.** Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов / под ред. А.Г. Народицкого. Санкт-Петербургская электротехническая компания, 2004.
42. **Виноградов А.Б.** Векторное управление электроприводами переменного тока. Иваново: ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина, 2008.
43. **Vas P.** Sensorless Vector and Direct Torque Control. Oxford Press, 1998.

Учебное издание

Анучин Алексей Сергеевич

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Учебник для вузов

Редактор *М.П. Соколова*

Художественный редактор *А.Ю. Землеруб*

Корректор *Г.Ф. Раджабова*

Набор и верстка выполнены на компьютерах Издательского дома МЭИ

Подписано в печать с оригинала-макета 29.12.14 Формат 60×90/16

Бумага офсетная

Гарнитура Таймс

Печать офсетная

Усл. печ. л. 23,5

Усл. кр.-отт. 25,5

Тираж 500 экз.

Заказ 13

ЗАО «Издательский дом МЭИ», 111250, Москва, ул. Красноказарменная, д. 14А

тел./факс: (495) 640-8327, адрес в Интернете: <http://www.idmei.ru>,

электронная почта: info@idmei.ru

Отпечатано в ППП «Типография «Наука» 121099, Москва, Шубинский пер., 6